



# SISTEMA DE INSTRUMENTACIÓN PARA MONITORIZACIÓN DE ENSAYOS DE IMPACTO CON UNA MATRIZ DE SENSORES FBG

Autor: Dragoș Andrei Poiană  
Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática  
Tutor del proyecto: José Antonio García Souto  
Trabajo de fin de grado

Junio 2016



Título: SISTEMA DE INSTRUMENTACIÓN PARA MONITORIZACIÓN DE ENSAYOS DE IMPACTO  
CON UNA MATRIZ DE SENSORES FBG

Autor: Dragoș Andrei Poiană

Director: José Antonio García Souto

#### EL TRIBUNAL

Presidente:

Vocal:

Secretario:

Realizado el acto de defensa y lectura del Trabajo Fin de Grado el día 4 de Julio de 2016  
en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid,  
acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

#### VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE





## Agradecimientos

Después de todo lo recorrido puedo decir que aquí culmina el camino de lo que ha sido la carrera. Han sido unos años difíciles pero han merecido el esfuerzo, porque en esta vida lo que merece la pena es lo que te cuesta, lo que te hace sudar, caer. . . . Tras estas caídas, y no solo académicas, lo importante no es solo levantarse sino aprender. A ser mejor persona, a encajar los golpes que recibes y sobre todo a esquivar los que se puedan. A lo largo de este camino ha habido personas que se han ido, y otras que se han quedado. Estas últimas son las que merecen mi más sincera y profunda gratitud, pues sin ellas no habría llegado donde estoy ahora y por extensión este proyecto no existiría.

En primer lugar quiero agradecer a mi tutor José Antonio, no solo por dedicarme su tiempo a enseñarme, sino por haberme creado la inquietud por este campo y por haberme brindado la oportunidad de trabajar en el laboratorio de instrumentación optoelectrónica y de tecnología láser. Aquí, a lo largo de estos meses, he aprendido muchas cosas y he hecho muy buenos compañeros.

Quisiera dar las gracias también a Julio por su paciencia y ayuda. Y a los compañeros de laboratorio Borja, Óscar, Carlos. . .

Agradecer también a Jorge que me ha soportado (a pesar de las transformadas Z) en los grupos de trabajo y prácticas de casi todas las asignaturas.

A los compañeros que conozco desde casi cuando emigré a España, Alex (Biker), Marcos, Alex (Choco), Dani. . . y que me han aceptado en los peores momentos.

A los compañeros de la carrera y viaje Plaza, Manu, Jose, por la primera fila que siempre está vacía hasta que llegamos nosotros.

Finalmente y más importante a mi madre por su fuerza y determinación. Pero sobre todo, por ser mi modelo a seguir.

Muchas gracias a todos.



# Resumen

En este proyecto se ha diseñado e implementado un sistema de instrumentación opto-electrónico para la adquisición de deformaciones y sus variaciones con el tiempo. La medida de la deformación se realiza mediante una red de sensores FBG (Fiber Bragg Gratings), distribuidos en paralelo. El sistema está diseñado para monitorizar ensayos de impacto mediante el registro las deformaciones dinámicas o vibraciones del conjunto de sensores. De esta manera, permite observar un movimiento vibratorio de un panel en un máximo de 8 puntos simultáneamente. La resolución del sistema es de  $0,64\mu\epsilon$  a la frecuencia de muestreo de  $60kHz$ , lo cual permite adquirir armónicos de vibraciones a altas frecuencias.

A lo largo de este proyecto se ha llevado a cabo la parte de diseño electrónico correspondiente a la adaptación del láser de tipo VCSEL, las conexiones de modulación, el control de temperatura, el diseño mecánico-térmico de evacuación de calor y la fabricación de un circuito impreso para el uso del láser. Adicionalmente, se han caracterizado los parámetros de emisión del láser y se ha calculado la interdependencia de las variables más significativas (longitud de onda emitida, corriente y temperatura).

Por otra parte, se ha diseñado un circuito modulador con el que se controla la longitud de onda del VCSEL, de modo que barre un espectro de emisión suficiente para iluminar un sensor FBG, una fuente de tensión simétrica para la alimentación del módulo de detección y un sistema de interconexión entre el bloque de detección y el de adquisición.

Así mismo, se ha montado el conjunto de sensores en un sistema de excitación vibratorio que permite deformarlos a voluntad. Con ello se han caracterizado los sensores FBG en reflexión y se ha calculado su sensibilidad.

Tras la fabricación de los subsistemas y su caracterización, se ha realizado el montaje del sistema completo y el diseño del algoritmo de adquisición y procesamiento mediante LabView. Éste permite observar en tiempo real la deformación dinámica del conjunto de sensores de manera independiente así como realizar un registro de los impactos producidos. Por último se ha calibrado el sistema y se ha puesto a prueba en el laboratorio.

Las aplicaciones de este sistema de instrumentación de alta resolución y buena respuesta dinámica se extienden a campos en los que se necesite una monitorización precisa de la deformación en varios puntos de un sólido. Por ejemplo las pruebas de impacto en aeronaves, piezas de altas prestaciones, monitorización de estado de salud de vigas y estructuras, etcétera.

**Palabras clave:** Sistema de instrumentación, vibraciones, deformación, multicanal, FBG, Fiber Bragg Grating, ensayos de impacto, VCSEL



## Abstract

In this project, a strain-measurement instrumentation system is designed using electronic and photonic devices. A parallel array of Fiber Bragg Grating sensors is used to monitor the strain applied to a plane surface. The system can record simultaneously 8 channels of vibrations and deformations applied to the sensors in impact test. The resolution of the system is  $0,64\mu\epsilon$  at 60000 samples per second, thus high frequency harmonics detection is performed.

Throughout this project, I design an electronic circuit to adapt a VCSEL laser, modulation connections, temperature controlling, design of a cooling mechanism and the manufacturing process of a prototype. On the other hand, it is explained how to obtain the characteristic equation of the VCSEL based on the control parameters such as wavelength, current and temperature.

Additionally, a modulation circuit board is designed to control the wavelength position of the VCSEL, in such a manner a wavelength area is swept to light the FBG sensors, a dual symmetrical supply for the photo-diode module and an interconnection bus for the photo diode-acquisition interface.

Moreover, the FBG parallel array is installed on an impact-probing system that allows the user to calibrate and prove the operation principle of impact measuring. In that way, it allows us to characterize the reflection response of all the FBG sensors and the sensitivity as well.

After the subsystems manufacturing process and its characterizations, it is designed a demodulating algorithm implemented on LabView. So that the dynamic strain can be displayed in real time processing as well as the recording option of the trace. Finally, the system is calibrated and tested under laboratory conditions.

This high precision strain monitoring system fits many applications which involves huge measuring precisions and multi-point detection. Some examples are health structure monitoring or impact response monitoring process applied to aircrafts or special durable pieces.

**Key words:** Instrumentation system, strain, vibration, multi-channel, FBG, fiber Bragg Grating, impact tests, VCSEL



# Índice general

<b>I</b>	<b>Introducción, estado del arte y fundamentos</b>	<b>17</b>
<b>1.</b>	<b>Visión global y objetivos del proyecto</b>	<b>19</b>
1.1.	Motivación . . . . .	19
1.2.	Entorno socio-económico . . . . .	19
1.3.	Objetivos del proyecto . . . . .	22
1.4.	Fases de desarrollo . . . . .	23
1.5.	Medios empleados . . . . .	24
1.6.	Estructura de la memoria . . . . .	24
<b>2.</b>	<b>Introducción teórica</b>	<b>25</b>
2.1.	La luz . . . . .	25
2.2.	El láser de semiconductor . . . . .	25
2.2.1.	<i>El VCSEL o «Vertical Cavity Surface Emitting Laser»</i> . . . . .	26
2.3.	El fotodetector . . . . .	28
2.4.	Fibra óptica y redes de Bragg en fibra (FBG) . . . . .	29
2.5.	Sensores FBG . . . . .	30
2.5.1.	Proceso de fabricación de una FBG . . . . .	30
2.5.2.	FBG como sensor de deformación y temperatura . . . . .	30
2.5.3.	Métodos de interrogación de sensores FBG . . . . .	31
2.6.	Técnica de barrido de longitud de onda . . . . .	32
2.7.	Conclusiones . . . . .	33
<b>II</b>	<b>Sistema de instrumentación</b>	<b>35</b>
<b>3.</b>	<b>Componentes y conexiones</b>	<b>37</b>
3.1.	Diagrama de bloques . . . . .	37
3.2.	Fuente para diodos láser y control de temperatura . . . . .	38
3.3.	Circuito de modulación del VCSEL . . . . .	40
3.4.	Integración del VCSEL con la fuente . . . . .	40
3.4.1.	Diseño de la placa de conexión . . . . .	40
3.4.1.1.	Especificaciones mecánicas y eléctricas . . . . .	40
3.4.1.2.	Cálculo del BIAS-TEE . . . . .	42
3.4.1.3.	Cálculo del ancho de pista . . . . .	45
3.4.2.	Diseño propuesto y montaje mecánico . . . . .	46
3.4.3.	Modelado del control térmico y ajuste PID . . . . .	48
3.5.	Fuente de alimentación del banco de fotodetectores . . . . .	51
3.6.	Clever Scope y adquisición . . . . .	53
3.7.	Montaje mecánico de vibraciones y matriz de sensores FBG . . . . .	55

<b>III</b>	<b>Resultados experimentales</b>	<b>57</b>
<b>4.</b>	<b>Caracterización de componentes</b>	<b>59</b>
4.1.	Caracterización estática de una FBG . . . . .	59
4.2.	Caracterización del láser VCSEL . . . . .	59
4.3.	Caracterización del sensor FBG de deformaciones . . . . .	66
<b>5.</b>	<b>Algoritmo de demodulación LabVIEW</b>	<b>69</b>
5.1.	Detector de flancos . . . . .	72
5.2.	Vectores de instantes de tiempo . . . . .	72
5.3.	Transformación tiempo - longitud de onda - deformación . . . . .	73
5.4.	Interfaz gráfica de usuario . . . . .	75
<b>6.</b>	<b>Calibración</b>	<b>79</b>
<b>IV</b>	<b>Discusión y conclusiones</b>	<b>83</b>
<b>7.</b>	<b>Características del sistema</b>	<b>85</b>
<b>8.</b>	<b>Discusión de resultados</b>	<b>87</b>
8.1.	Limitación ancho de banda / resolución . . . . .	87
8.2.	Solapamiento de las FTO's . . . . .	87
8.3.	Análisis de precisión numérica . . . . .	88
<b>9.</b>	<b>Conclusiones y trabajo futuro</b>	<b>91</b>
<b>A.</b>	<b>Presupuesto del proyecto</b>	<b>93</b>
<b>B.</b>	<b>Planos de diseño mecánico</b>	<b>99</b>
<b>C.</b>	<b>Alternativas de diseño mecánico</b>	<b>103</b>
<b>D.</b>	<b>Publicaciones relacionadas</b>	<b>107</b>
<b>E.</b>	<b>Hojas de características</b>	<b>111</b>



# Índice de figuras

1.1. Sensores de fibra FBG para la medida de impacto . . . . .	20
1.2. Cuota de mercado de sensores de fibra óptica en millones de dolares . . . . .	21
1.3. Campos de aplicación de las FBG's . . . . .	22
2.1. Onda de luz . . . . .	26
2.2. Curva de potencia de un láser . . . . .	27
2.3. Espectro de emisión de un láser y un LED . . . . .	27
2.4. Variación de la longitud de emisión de un VCSEL en función de la temperatura y la intensidad . . . . .	28
2.5. Perfil transversal de una fibra óptica . . . . .	29
2.6. Perfil longitudinal de una FBG . . . . .	29
2.7. Perfil de reflexión en dominio espectral de una FBG . . . . .	30
2.8. Litografía de una FBG . . . . .	31
2.9. Esquema general de medida con FBG's . . . . .	32
2.10. Transformación entre el dominio espectral a tiempo mediante un VCSEL . . . . .	32
2.11. Barrido de la longitud de onda mediante una onda triangular y un láser de tipo VCSEL . . . . .	33
3.1. Esquema del sistema global de instrumentación para la medida de deformación diferencial basado en redes de Bragg . . . . .	38
3.2. Montaje del sistema completo . . . . .	39
3.3. Circuito modulador . . . . .	40
3.4. Circuito impreso del circuito modulador . . . . .	41
3.5. Esquema Butterfly Telecom 2 . . . . .	42
3.6. Configuración de los pines del VCSEL . . . . .	43
3.7. Circuito Bias-Tee . . . . .	43
3.8. Módulo de la respuesta ideal en transconductancia del circuito Bias-TEE . . . . .	44
3.9. Fase de la respuesta ideal en transconductancia del circuito Bias-TEE . . . . .	45
3.10. Diseño adaptador VCSEL . . . . .	46
3.11. Planos explicativos del montaje mecánico . . . . .	47
3.12. Montaje del dispositivo adaptador . . . . .	48
3.13. Sistema realimentado . . . . .	48
3.14. Respuesta en lazo cerrado del sistema térmico del controlador de temperatura . . . . .	50
3.15. Respuesta en frecuencia en lazo abierto del sistema térmico . . . . .	51
3.16. Comparativa de la respuesta teórica del lazo de control térmico con regulador frente a la respuesta experimental del lazo de control térmico. . . . .	52
3.17. Fuente simétrica lineal de $\pm 5$ Voltios . . . . .	52
3.18. Diseño PCB de la fuente simétrica . . . . .	53
3.19. Montaje de la fuente simétrica realizado en el laboratorio . . . . .	54
3.20. Conexión de los fotodetectores con el Clever Scope . . . . .	54
3.21. Vista general del montaje mecánico de vibraciones sobre FBG's . . . . .	55
3.22. Detalle de los tres sensores de fibra óptica FBG . . . . .	56
4.1. Caracterización FBG . . . . .	60

4.2. Intervalo de utilidad de los regresores polinomiales . . . . .	60
4.3. Característica de corriente a 27°C . . . . .	61
4.4. Característica térmica a 10 mA . . . . .	62
4.5. Característica de potencia-intensidad . . . . .	63
4.6. Característica potencia-temperatura . . . . .	64
4.7. Característica $\lambda$ -Potencia . . . . .	64
4.8. Máximo del ancho de banda a media potencia . . . . .	65
4.9. Mínimo del ancho de banda a media potencia . . . . .	65
4.10. Esquemático de calibración de la FBG . . . . .	66
4.11. Recta característica de desplazamiento de la FTO en función de la deformación . . . . .	67
4.12. Recta característica de desplazamiento de la FTO en función de la deformación específica . . . . .	67
5.1. Respuesta de la FBG en reflexión con una entrada de modulación de 40kHz . . . . .	70
5.2. Adquisición digital de tres canales de medición . . . . .	70
5.3. Algoritmo de demodulación de la señal . . . . .	71
5.4. Detector de flancos . . . . .	72
5.5. Instrumento medidor de desfase entre picos y detección del punto medio . . . . .	73
5.6. Picos de potencia en el espectro eléctrico . . . . .	74
5.7. Transformación a deformación de los vectores temporales . . . . .	74
5.8. Visión de las señales digitales . . . . .	75
5.9. Canales de medida de la matriz de sensores . . . . .	76
5.10. Pestaña de configuración del filtro digital . . . . .	76
5.11. Vista de la pestaña de adquisición analógica . . . . .	77
6.1. Demodulación de una señal oscilante aplicada al excitador vibratorio a 200Hz . . . . .	80
6.2. Esquema de funcionamiento de los picos de potencia frente a la triangular . . . . .	81
7.1. Sensibilidad del sistema en el intervalo de operación . . . . .	85
8.1. Ejemplo de medida de impacto realizado de manera incorrecta . . . . .	87
8.2. Ejemplo de medida de impacto realizado de manera correcta con un armónico a 900 Hz . . . . .	88
8.3. Errores de posicionamiento de las FTO's . . . . .	88
A.1. Proporciones del presupuesto . . . . .	93
A.2. Diagrama de Gantt del proyecto . . . . .	97
B.1. Pieza en escuadra a 90° . . . . .	100
B.2. Pieza rectangular . . . . .	100
B.3. Vista de conjunto del diseño final . . . . .	101
C.1. Vistas del diseño alternativo . . . . .	104
C.2. Vista en sistema axonométrico del diseño alternativo . . . . .	104
C.3. Vistas de conjunto del diseño alternativo . . . . .	105

# Índice de cuadros

3.1. Especificaciones extraídas de la hoja de características del controlador CLD1015 . . . . .	39
3.2. Relación de pines VCSEL . . . . .	42
3.3. Lista de materiales de la fuente simétrica. . . . .	53
8.1. Punto de trabajo elegido en el laboratorio . . . . .	89
A.1. Presupuesto de la placa adaptadora . . . . .	94
A.2. Presupuesto del oscilador de onda triangular y de la fuente simétrica . . . . .	95
A.3. Presupuesto estimativo de los salarios . . . . .	96
A.4. Presupuesto estimativo de las amortizaciones de los equipos . . . . .	96



## Parte I

# Introducción, estado del arte y fundamentos



# Capítulo 1

## Visión global y objetivos del proyecto

### 1.1. Motivación

En las últimas décadas se está creando un interés creciente por la medición del estado de salud estructural de aeronaves y edificaciones que permitan y faciliten la labor de mantenimiento a lo largo de su vida útil. Por ello el mercado de sensores de deformaciones de alta precisión es un campo en auge que mueve millones de euros anuales. Particularmente los sensores de deformación basados en fibra óptica poseen ventajas que superan holgadamente a los sistemas tradicionales de medición. Una de ellas es la posibilidad de incorporar la fibra como un componente más a la estructura a medir. Por ejemplo, formando parte de un ala de un avión. Ello permite obtener medidas de la deformación durante el vuelo, o análogamente posibilita una inspección rápida en tierra. Esto unido a las ventajas de utilizar fibras ópticas (inmunes EMI, intrínsecamente aislantes, ligeras, etc.) permiten tomar medidas en los ambientes más hostiles.

Este proyecto se crea con el objetivo de medir la deformación que resulta como consecuencia de los impactos. Es decir, se miden variaciones de la longitud de un elemento sólido. Esto se puede realizar de varias maneras pero la que aquí se propone emplea sensores de fibra óptica basados en redes de Bragg (FBG, Fiber Bragg Grating) [1]. Éstos presentan una sensibilidad ante variaciones de temperatura o deformación.

El planteamiento principal es utilizar este tipo de sensores FBG, y explotar todo su potencial para realizar medidas rápidas y precisas en un sistema multiplexado. Para ello se utiliza un conjunto de varios sensores FBG distribuidos en paralelo aumentando así el número de puntos de medida de las deformaciones; por ejemplo, para la monitorización de ensayos de impacto.

Esto se realiza mediante un sistema mecánico similar al de la figura 1.1. En el que se puede apreciar un sistema basado en redes de Bragg dispuestas en paralelo. Cada una de las fibras ópticas constituye un canal de medida de la deformación y por ello el número de puntos en los que se mide la deformación será igual al número de fibras ópticas con FBG. Así mismo, el punto de fijación en el blanco mostrado en la misma figura representa el lugar físico donde se posicionará el elemento sometido a ensayo, que sufre el impacto y cuya deformación se quiere registrar. Por otro lado la zona de ajuste (parte superior derecha de la figura 1.1) consta de unos mecanismos roscados que permiten pretensar la fibra óptica con el objetivo de ajustar los sensores individualmente. En la parte central de la figura se observan los sensores FBG sometidos a la misma deformación que sufre la fibra óptica anclada en dos extremos (el de fijación al blanco y el de ajuste). Su disposición es perpendicular al blanco y permite medir la deflexión en los puntos seleccionados.

### 1.2. Entorno socio-económico

A lo largo más de 10 años el mercado de los sensores de deformación basados en fibras ópticas ha aumentado de manera muy pronunciada. Ello es debido a sus aplicaciones en campos que poseen un crecimiento significativo. Una muestra de dicho crecimiento se puede observar en la figura 1.2. En ésta, se puede apreciar un crecimiento interanual de entre un 15 % y un 25 %.

Un ejemplo particular de aplicación, es el interés de la industria aeronáutica tanto civil como militar, por

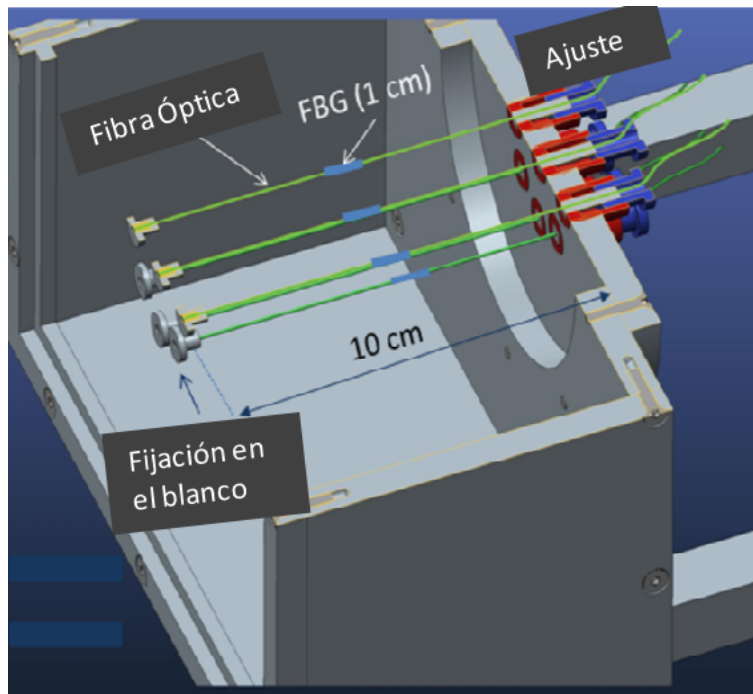


Figura 1.1: Sensores de fibra FBG para la medida de impacto

aumentar la vida útil de sus aeronaves. Esta necesidad crea una gran demanda en tecnologías de instrumentación de alta precisión, las cuales son necesarias para el registro y caracterización de los componentes. Dichos procedimientos se realizan para determinar si el uso del avión en cuestión se puede prolongar sin que ello suponga un riesgo para los usuarios. Por otro lado la existencia de normativas y leyes obliga a los fabricantes de ciertas máquinas a realizar pruebas de seguridad y durabilidad de sus prototipos. Un ejemplo de ello son las aeronaves que necesitan un Certificado de Aeronavegabilidad expedido por el Servicio de Material de la Dirección General de Transporte Aéreo. El cual impone ciertas normas y especificaciones de durabilidad que deben ser cumplidas para permitir la aeronavegabilidad de un avión.

Si nos centramos en ámbitos internacionales, podemos ver que organismos como la Unión Europea supedita el permiso vuelo de las aeronaves a ciertas normativas como el reglamento (UE) número 1321/2014 de la Comisión de 26 de noviembre de 2014, en el cual se especifican rigurosas condiciones de mantenimiento y durabilidad ante impactos y deformaciones de ciertas partes de las aeronaves. Dicha normativa posee un equivalente a nivel nacional con el mismo nombre la cual está publicada en el Boletín Oficial del Estado [2]. Es por ello importante conocer ciertos parámetros de las estructuras sometidas a ensayo ya que su desconocimiento pueden imposibilitar la comercialización de nuevos prototipos.

El campo de la defensa y el sector aeroespacial, constituyen un mercado de consumo para sensores y técnicas de medida de alta precisión ya que solamente en Europa facturan flujos del orden de cientos de miles de millones de euros anuales [3, 4].

La creación de nuevos sensores acelerómetros, ultrasónicos y acústicos, también trae como resultado un aumento en el mercado de las tecnologías de instrumentación optoelectrónica y en todos ellos el transductor está basado en deformación o desplazamiento. Las soluciones optoelectrónicas poseen ventajas que superan holgadamente a otras soluciones tradicionales para un amplio rango de aplicaciones.

Entre las ventajas más importantes destacan:

- La invulnerabilidad de los sensores ópticos ante condiciones químicas adversas.
- La reducción de costes de multiplexación o paralelización.
- La resistencia a altas temperaturas y a temperaturas extremas.



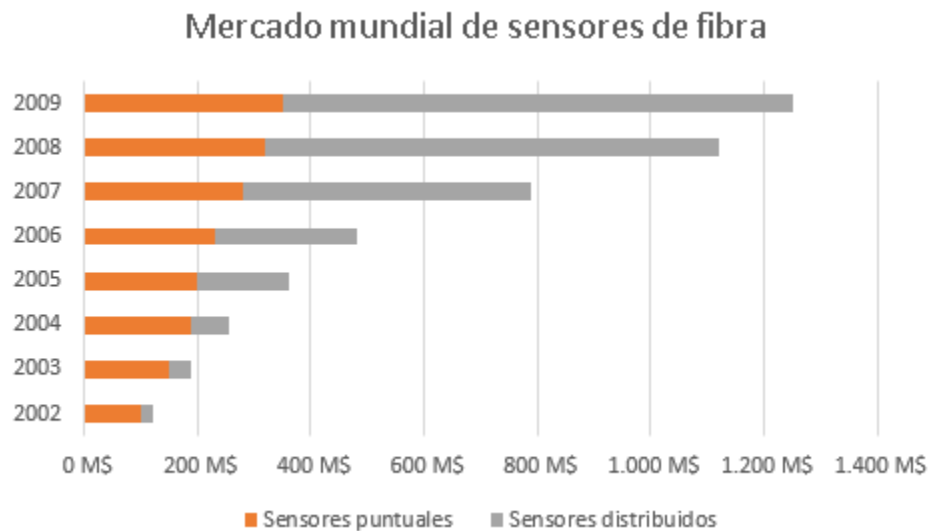


Figura 1.2: Cuota de mercado de sensores de fibra óptica en millones de dolares

- Respuesta temporal muy rápida de los componentes.
- Precisión elevada.
- Relación señal a ruido elevadas.
- Alta sensibilidad

Todos estos puntos contribuyen en la implantación de los sensores ópticos en los aparatos de medición tradicionales.

Así mismo, la utilización de sensores de fibra permite la creación de materiales compuestos que incorporan el sensor de deformación embebido [5, 6, 7]. Lo que evita posteriores procesos de instalación superficial y reduce los cables de interconexión.

Actualmente existen más de 60 empresas a nivel mundial que proporcionan material para realizar medidas mediante sistemas de fibra óptica y sensores FBG. Todas ellas obtienen márgenes de beneficios millonarios, lo cual consolida un futuro prometedor en este campo de conocimientos de la instrumentación optoelectrónica.

Hay que mencionar también el uso de los sensores de fibra óptica y FBG's en otros campos como la medicina o en el de los procesos químicos. Esto es debido a que su alta precisión y durabilidad permiten un uso polivalente que se ajusta a procesos muy exigentes. En la figura 1.3 se pueden observar los campos más relevantes en los que se utilizan sensores de fibra óptica basados en FBGs.

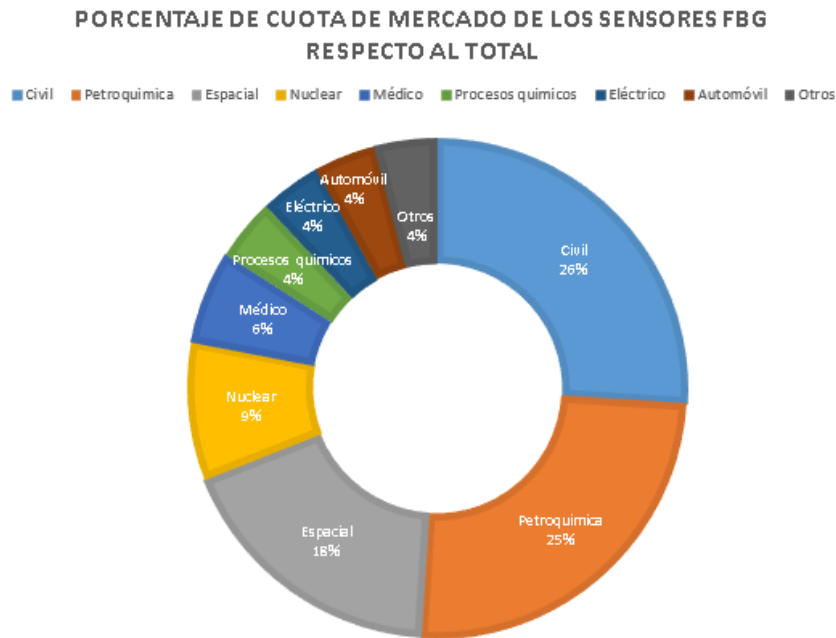


Figura 1.3: Campos de aplicación de las FBG's

### 1.3. Objetivos del proyecto

El objetivo de este TFG es diseñar un sistema de instrumentación que permita monitorizar ensayos de impacto utilizando una matriz de varios sensores FBG. El sistema será capaz de medir deformaciones dinámicas y vibraciones en varios sensores a la vez utilizando una fuente sintonizable (VCSEL) común a todos ellos. Las especificaciones más importantes son las siguientes:

1. Procesar las señales para poder registrar en tiempo real la deformación dinámica.
2. Conseguir una sensibilidad elevada del instrumento de medida y una resolución de  $1\mu\epsilon$  o superior.
3. Obtener la evolución temporal de la deformación y detectar vibraciones hasta 10 KHz .
4. Obtener medidas en hasta ocho canales.

Además, se plantan los siguientes sub-objetivos:

1. Familiarizarse con el funcionamiento y leyes físicas que rigen el comportamiento de emisores láser, fotodetectores y sistemas ópticos básicos.
2. Diseñar de un bloque de conexión del láser a una fuente de corriente y su completa caracterización.
3. Diseñar un sistema mecánico-térmico de acomodación y control de temperatura del láser.
4. Calibrar e instalar los sensores de fibra óptica (FBG).
5. Diseñar el circuito de modulación y los módulos electrónicos auxiliares necesarios para el montaje del sistema.
6. Diseñar el algoritmo de adquisición de datos y procesamiento.
7. Caracterizar el sistema de instrumentación.

## 1.4. Fases de desarrollo

1. **Estudio de óptica y repaso de conceptos físicos:** En esta parte se lleva cabo un estudio básico de los fenómenos ópticos que intervienen en la realización del proyecto. Incluyendo geometría óptica y óptica electromagnética.
2. **Aprendizaje programas informáticos de diseño electrónico y rutado de PCB:** En este apartado se aprende a utilizar un programa de simulación electrónica avanzado con el objetivo de poder realizar simulaciones de los subsistemas electrónicos y así afinar más las soluciones. También es preciso el uso de un software de rutado de PCB con el objetivo de fabricar los circuitos impresos diseñados.
3. **Aprendizaje de lenguaje de programación de alto nivel para la creación de instrumentos virtuales (LabView):** Se aprende un lenguaje de programación orientado a objetos con el que implementar la interfaz usuario-sistema y el sistema digital de conversión de señal a deformación. Esto se requiere para añadir facilidad de uso al sistema completo.
4. **Diseño de sistema mecánico y electrónico de adaptación del láser:** Es un requisito fundamental para comenzar a trabajar, ya que el láser se proporciona en formato encapsulado. El cual, no está dotado de ningún tipo de control en temperatura o intensidad. En esta fase es necesario elegir que componentes se necesitan y se diseña el circuito impreso para posibilitar el uso del dispositivo.
5. **Uso de un controlador de corriente comercial CLD1015 de Thorlabs:** En esta fase se aprende a utilizar el controlador. Se incluye el calibrado del dispositivo, el diseño del control PID en lazo cerrado, el calibrado del sensor de temperatura instalado en la placa de adaptación del láser, etcétera.
6. **Uso de un osciloscopio con adquisición digital y analógica comercial modelo Clever Scope:** En esta fase se aprende a usar el dispositivo y se crea un control del mismo mediante el lenguaje de programación aprendido en la fase 3.
7. **Lenguaje de programación para análisis numérico «Octave» (GNU):** En este apartado se aprende a usar este software libre para cálculos numéricos matriciales y estadísticos. Esta fase es fundamental para la caracterización posterior de los dispositivos como el láser o el sensor de deformación. Ya que los datos que se obtienen son muy abundantes y la interpretación de los mismos se hace de manera más eficiente con este tipo de software.
8. **Diseño electrónico de módulos auxiliares:** Se necesita desarrollar un circuito modulador para el láser, una fuente simétrica para los fotodiodos de detección, y una placa de conexión entre el dispositivo de adquisición del Clever Scope y la placa de fotodiodos.
9. **Diseño de algoritmo de adquisición:** Esta sección es necesaria ya que la transformación de la señal adquirida a deformación no es directa y requiere un proceso de cierta complejidad.
10. **Calibración individual estática de un sensor (FBG) y acondicionado:** En esta fase se caracteriza el sensor de deformación de la manera pertinente y se escribe un modelo matemático que refleje su comportamiento.
11. **Caracterización del láser:** En este capítulo se proporciona un método que permite elaborar un modelo lineal del láser en función de sus parámetros, potencia óptica de emisión, temperatura de trabajo, intensidad y longitud de onda.
12. **Montaje del sistema y medidas:** En este último capítulo se conforma el conjunto que constituye el sistema. Se realiza una calibración del mismo y se muestra el funcionamiento ante vibraciones controladas.

## 1.5. Medios empleados

Los medios empleados han sido los siguientes:

- Acceso al laboratorio de instrumentación optoelectrónica y de tecnología láser del departamento de Tecnología Electrónica.
- Equipamiento OSA (Optical Spetrum Analyzer): Empleado para analizar el espectro óptico de emisión del láser y para la caracterización en reflexión de los sensores FBG.
- Fuente de intensidad con control en temperatura CLD1015 de Thorlabs: empleada para la excitación del láser.
- Banco de fotodetectores: Se emplea un prototipo desarrollado previamente a este proyecto.
- Banco de multiplexión con circuladores: Se trata de un elemento pasivo que permite separar el haz de luz del láser en un número de canales igual al número de sensores FBG así como obtener su respuesta en reflexión.
- Clever Scope: Se trata de un osciloscopio con adquisición digital de una frecuencia de muestreo de 100MHz.
- Sensores de fibra óptica distribuidos tipo FBG: servirán para medir la deformación del elemento sobre el que se impacta.
- Medios de fabricación de circuitos impresos (PCB).
- Licencia académica para programas de diseño de PCB.
- Licencia académica para LabView.
- Láser VCSEL para la iluminación de los sensores FBG.

## 1.6. Estructura de la memoria

En esta sección se describirá de manera resumida la estructura de este documento con el objetivo de facilitar la lectura del mismo.

Este trabajo fin de grado se estructura en cuatro partes:

- **Introducción, estado del arte y fundamentos:** En este apartado se justifica la motivación de este proyecto y se describen los objetivos que se deben cumplir a lo largo del mismo. Se discute el estado del arte de los subsistemas empleados así como el marco socioeconómico de los sensores de fibra óptica.
- **Sistema de instrumentación:** En este apartado se describe detalladamente los elementos que constituyen el instrumento de motorización de impactos. Así mismo, se expone qué subsistemas lo constituyen y el motivo de su elección. Se explica el funcionamiento y los eventuales procesos de adaptación en caso de que el subsistema así lo requiera.
- **Resultados experimentales:** Se explican los procesos, experimentos y pruebas individuales e interdependientes cuya consecución posibilita la realización del sistema completo. Se hace una descripción de cada prueba de manera independiente centrando la atención en las consecuencias de cada una.
- **Discusión y conclusiones:** Aquí se discuten los resultados experimentales, las características más importantes del sistema y sus limitaciones. Este apartado incluye las conclusiones más importantes del proyecto y las propuestas de trabajo futuro.
- **Anexos:** Se incluye el presupuesto general, alternativas de diseño, planos mecánicos, las publicaciones relacionadas y las hojas de características de los componentes, dispositivos y subsistemas utilizados.

## Capítulo 2

# Introducción teórica

En este capítulo se describen las leyes físicas que controlan los fenómenos involucrados en este proyecto así como los elementos necesarios.

### 2.1. La luz

La luz es una perturbación electromagnética que lleva asociados un campo eléctrico y un campo magnético. Su comportamiento es oscilatorio y se comporta de acuerdo a la ecuación de onda (ecuación 2.1)[8].

$$\vec{\nabla}^2 \vec{E} = \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (2.1)$$

Podemos observar que la ecuación de onda tiene tres parámetros escalares  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} N/A^2$ ,  $\varepsilon_0 = 8,8541878 \cdot 10^{-12} F/m$  y  $\varepsilon_r$  de tal manera podemos advertir que

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} = 299792458,3 m/s \quad (2.2)$$

$c$  es la velocidad de la luz en el vacío  $\varepsilon_r = n^2$ , y  $n = c/v_{medio}$ . A  $n$  se le conoce como índice de refracción y establece la relación entre la velocidad de la luz en el vacío y la velocidad en el medio transmisor de luz [9].

Si sustituimos 2.3 en 2.1 vemos que la igualdad se cumple por tanto 2.3 es solución unidimensional de la ecuación en derivadas parciales.

$$E(x, t) = Ae^{i(\frac{2\pi}{\lambda}(x-vt)+\phi)} \quad (2.3)$$

Cabe advertir que  $v = \lambda f$ , es decir,  $v$  es la velocidad de propagación por el medio (m/s),  $f$  es la frecuencia en (Hz),  $\lambda$  es la longitud de onda de emisión y finalmente  $\phi$  es el desfase en radianes.

Todos estos parámetros se pueden observar en la figura 2.1. En ella se observa la parte imaginaria de la función de variable compleja 2.3.

### 2.2. El láser de semiconductor

El láser (Light Amplification by Stimulated Emission Radiation), es un elemento que mediante emisión estimulada emana energía en forma de onda electromagnética. La causa de esta emisión es el descenso de electrones de un estado de mayor energía a uno de menor energía. El resultado es la emisión de fotones de manera coherente en frecuencia, en fase y en dirección [11].

Otra característica importante de un láser es la potencia de emisión y se puede expresar según 2.4.

$$P_{\text{óptica}} = \eta(I - I_{Thr}) \quad (2.4)$$

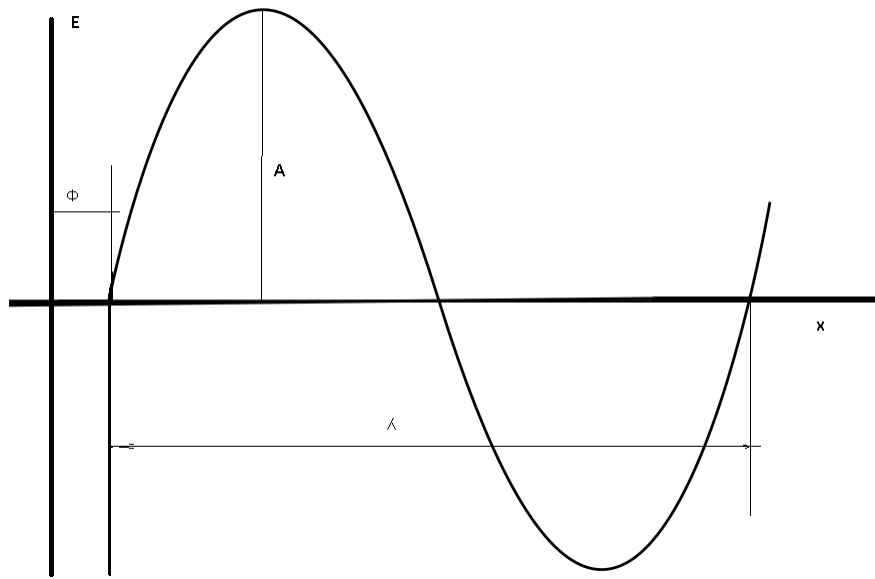


Figura 2.1: Onda de luz

Dicha expresión, se usará en la caracterización del láser empleado en el experimento, y muestra que la intensidad que atraviesa al semiconductor es proporcional a la potencia óptica que emite, siempre y cuando la intensidad nominal sea mayor que el término  $I_{Thr}$ . Esto se puede observar en la figura 2.2.

El régimen nominal del láser se produce para  $I > I_{Thr}$ , en este tramo se produce un fenómeno denominado emisión estimulada, y en él la pendiente  $\eta$  es muy grande en comparación con otros emisores como los diodos LED.

Sin embargo un láser puede ser utilizado en el tramo  $I < I_{Thr}$  aunque su ganancia sería menor y como consecuencia  $\eta$  no es tan pronunciada como en el caso anterior. Este tipo de régimen corresponde a una emisión espontánea.

Otra propiedad de los láseres es que su ancho espectral es muy pequeño en comparación con otros tipos de emisores. Esta propiedad es conocida como emisión monocromática. Y permite diferenciar así a los emisores láser de los LED o las bombillas incandescentes que son de espectro más ancho (ver figura 2.3).

### 2.2.1. El VCSEL o «Vertical Cavity Surface Emitting Laser»

Al contrario que los láseres estándar de cavidad horizontal, los VCSEL son unos dispositivos emisores cuya cavidad se encuentra girada 90 grados con respecto a la horizontal [12].

Las principales diferencias cualitativas entre láseres los VCSEL y los láseres de cavidad horizontal son las siguientes:

- Los VCSEL tienen menor corriente umbral y menor corriente de operación, del orden de 10 mA.
- Los VCSEL tienen menor potencia de emisión.
- Los VCSEL tienen mejor respuesta temporal y mayor ancho de banda de modulación (ancho de banda electrónico), con lo cual se usan para telecomunicaciones.
- Los VCSEL varían su espectro de emisión en función de la corriente y la temperatura de trabajo.
- Hay VCSEL's que emiten a longitudes de onda en las ventanas de comunicaciones por fibra óptica ( $1,3\mu m$  y  $1,5\mu m$  )

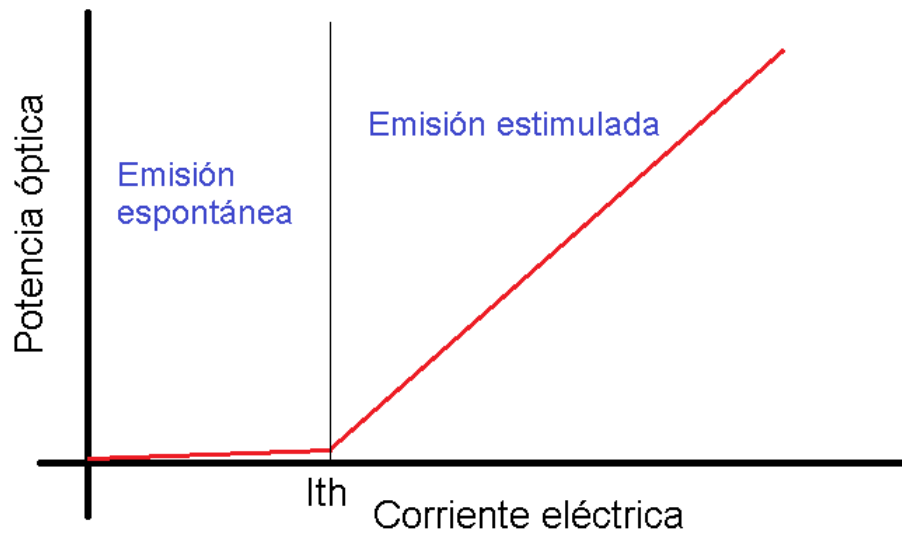


Figura 2.2: Curva de potencia de un láser

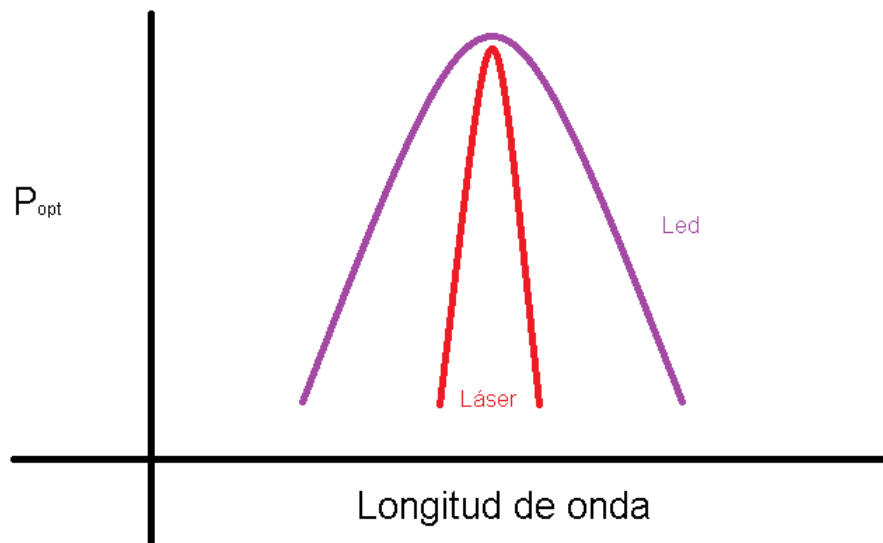


Figura 2.3: Espectro de emisión de un láser y un LED

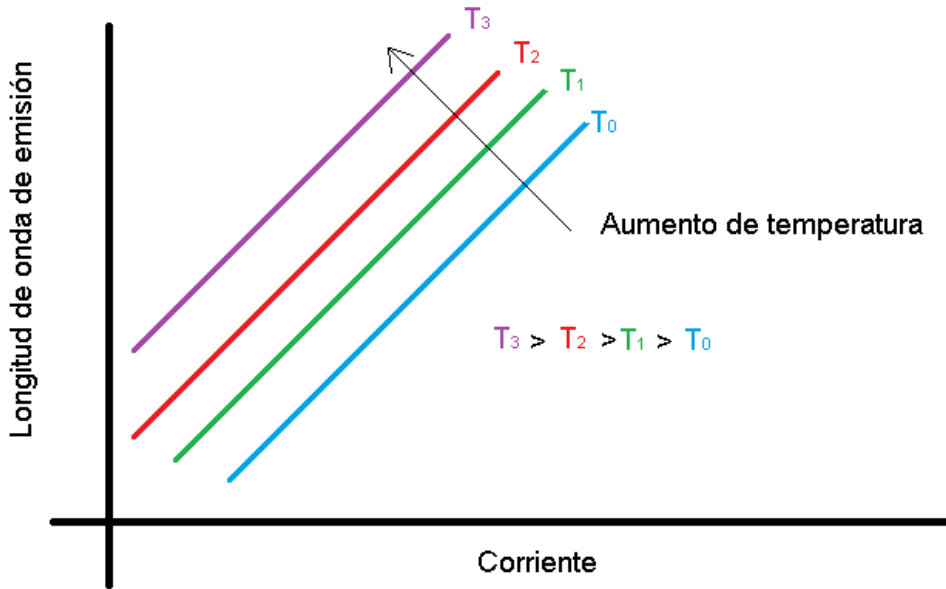


Figura 2.4: Variación de la longitud de emisión de un VCSEL en función de la temperatura y la intensidad

En la figura 2.4 se puede observar cómo un láser VCSEL varía su longitud de onda en función de su temperatura y de la intensidad que lo atraviesa. Es decir, la longitud de onda de emisión aumenta si lo hace la temperatura o la intensidad. Por ello es un láser sintonizable en  $\lambda$ .

### 2.3. El fotodetector

El foto-detector es un elemento que permite tomar una medida de la potencia óptica. De tal manera que existe una constante  $\mathfrak{R}$  que relaciona la corriente entrante con la potencia óptica incidente, la cual se denomina responsividad [11]. Según la fórmula 2.5

$$I_{\text{fotocorriente}} = \mathfrak{R}P_{\text{óptica}} \quad (2.5)$$

Es importante advertir que no para todas las longitudes de onda se cumple esta relación, ya que un fotodiodo en particular puede ser más sensible a unas frecuencias de luz que a otras, y por ello se suele añadir un factor multiplicativo a  $P_{\text{óptica}}$  que es conocido como sensibilidad relativa. Dicho factor es menor o igual a la unidad y se puede extraer de las gráficas proporcionadas por el fabricante del fotodetector. Dicho parámetro se da para un intervalo de longitudes de onda y suele describir una distribución gaussiana.

En el caso que nos ocupa se utiliza un fotodetector adecuado para la longitud de onda de  $1,5\mu\text{m}$ .



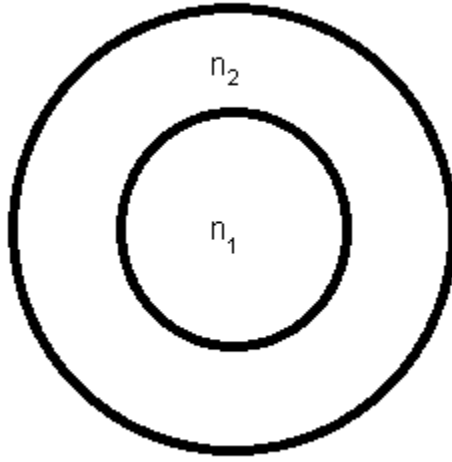


Figura 2.5: Perfil transversal de una fibra óptica

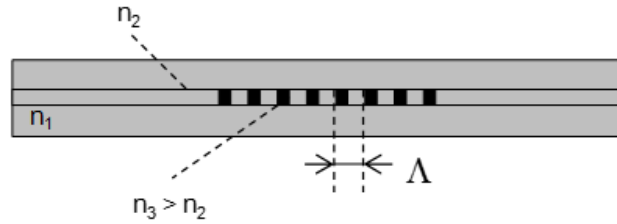


Figura 2.6: Perfil longitudinal de una FBG

## 2.4. Fibra óptica y redes de Bragg en fibra (FBG)

Las fibras ópticas permiten transmitir la luz de manera direccional y controlada. Su misión es similar a la de los cables en un sistema eléctrico permitiendo así conectar los elementos que constituyen el sistema óptico. Su funcionamiento se basa en que la sección transversal del cilindro que constituye la fibra está constituido por dos materiales con índices de refracción diferentes, por tanto la luz viajará a diferentes velocidades por ambos medios.

La idea principal consiste en confinar el haz de luz en el material de mayor índice de refracción (Correspondiente a  $n_1$  de la figura 2.5). Con esto se consigue que para ciertos ángulos menores a  $\phi_{max}$ , medidos con respecto a la normal al plano de la sección transversal, la luz no se refleje por el material de índice  $n_2$ . Con lo cual el haz se reflejará por  $n_1$  rebotando de una pared a otra del cilindro interior de la figura 2.5.

Un sensor FBG es una fibra en la cual se inscriben, de manera longitudinal, un perfil de secciones de índice  $n_3$  según la figura 2.6. De esta manera se tiene que una proporción de la luz inyectada por la fibra se refleja de vuelta por la FBG obteniéndose una característica en reflexión conocida como función de transferencia óptica (FTO). Esta FTO se sitúa en una posición de reposo específica  $\lambda_b$  en el dominio espectral en función de la distancia entre las secciones  $\Lambda$ . Este proceso de reflexión se puede observar en la figura 2.7. En él se puede ver la cantidad de potencia de entrada, la potencia que vuelve reflejada por la FBG ( $P_{reflexión}$ ) y la potencia transportada en la dirección del haz de entrada.

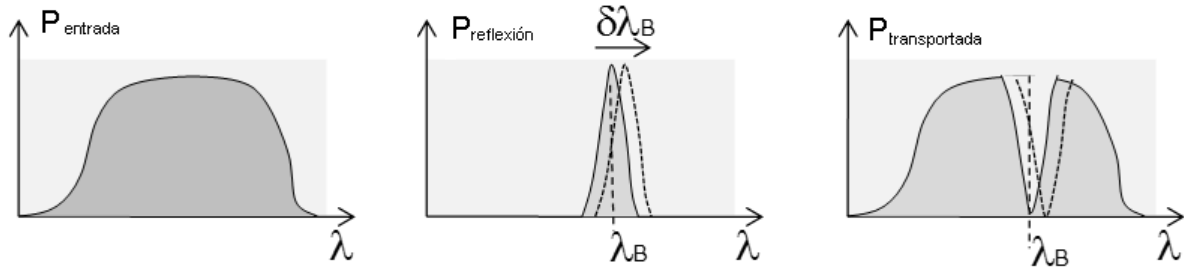


Figura 2.7: Perfil de reflexión en dominio espectral de una FBG

## 2.5. Sensores FBG

### 2.5.1. Proceso de fabricación de una FBG

El proceso de fabricación de una FBG es invasivo a la fibra. Es decir, que a la fibra se le aplica un proceso litográfico mediante el que se hacen incidir unos haces de luz ultravioleta que inscriben un patrón en el perfil longitudinal de la sección de la fibra óptica. Esto hace variar el coeficiente de refracción de la fibra óptica e introduce un efecto de reflexión que produce una FTO en reflexión con la forma de una distribución gaussiana.

Dicho proceso se realiza a través de un sistema de dos espejos y una máscara de fase. De tal manera que el haz se hace incidir en la máscara de fase que lo desvía de manera simétrica un ángulo determinado [8]. El haz se refleja en dos espejos de manera simétrica y vuelve a converger en un punto común en el que se sitúa la fibra a litografiar. Si en este proceso se modifica algún parámetro como el ángulo de la máscara de fase o la longitud de onda de la radiación ultravioleta el resultado es que el punto central de la FTO se sitúa a diferente longitud de onda  $\lambda_b$ . Esto permite la interrogación de la FBG's a diferentes longitudes de onda. Otra consecuencia de realizar dichas modificaciones es la variación del ancho de banda óptico de la FTO. Lo cual lleva a un filtro óptico paso banda más aplanado. El método de inscripción de una FBG se puede observar en la figura 2.8.

El proceso litográfico para la fabricación de FBG's tiene numerosas ventajas ya que hace posible el uso de FBG's en una disposición en serie, es decir la interrogación de varios Gratings a lo largo de una misma FBG. En estos casos se debe tener la precaución de que las FTO no se solapen en el eje de  $\lambda$  ya que los procesos de interrogación monitorizan las FTO's de manera independiente.

### 2.5.2. FBG como sensor de deformación y temperatura

La sensibilidad de las FBG's a la deformación y a la temperatura se manifiesta mediante un desplazamiento  $\delta\lambda_b$  en el eje de longitudes de onda. (Ver figura 2.7). Dicho desplazamiento se relaciona de manera directa con la deformación y la temperatura según:

$$\frac{\delta\lambda_b}{\lambda_b} = K_\varepsilon \varepsilon \quad (2.6)$$

$$\frac{\delta\lambda_b}{\lambda_b} = K_T \delta T \quad (2.7)$$

Donde  $K_\varepsilon$  y  $K_T$  son constantes.  $\varepsilon$  es la deformación que experimenta el sensor de FBG y  $\delta T$  es la variación de temperatura.

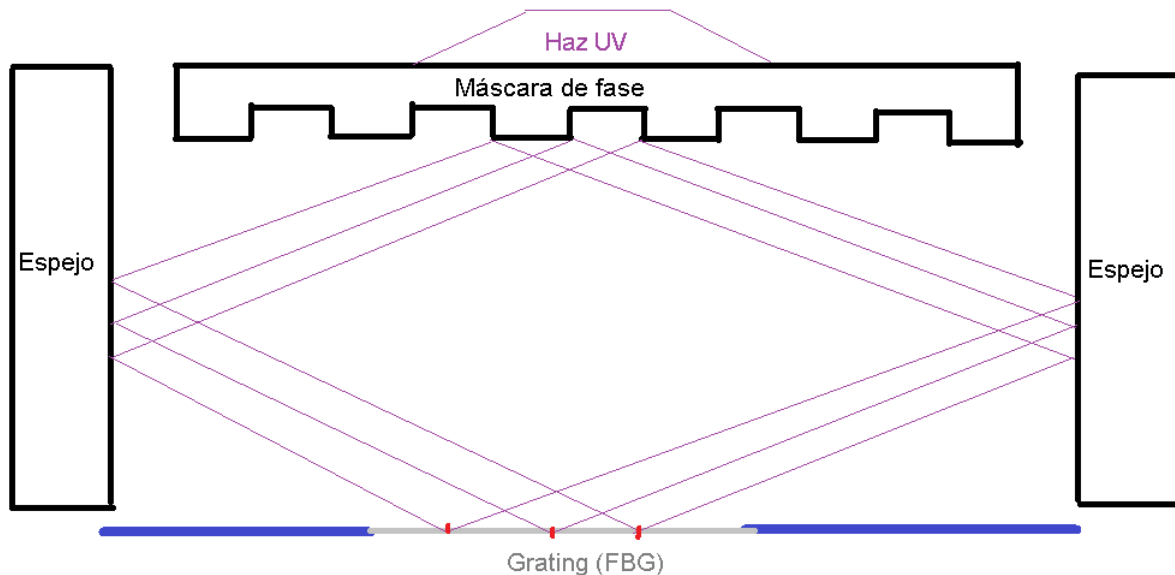


Figura 2.8: Litografía de una FBG

### 2.5.3. Métodos de interrogación de sensores FBG

La tecnología actual permite la interrogación de las FBG's de dos maneras diferentes:

1. **Utilización de un fuente de luz de espectro ancho:** se hace incidir un haz de luz no monocromática con una distribución ancha de  $\lambda$  y mediante un dispositivo denominado circulador se separa el haz de reflexión del haz inicial. Con ello tenemos una medida que corresponde a la forma de la FTO en el espectro óptico. Es decir, si observamos el haz de salida del circulador mediante un analizador de espectros óptico (OSA) podemos ver la forma del perfil de reflexión de la FBG. Como dicho perfil se desplaza en el eje de  $\lambda$  en función de la deformación de la fibra, se puede establecer una equivalencia entre el desplazamiento de la FTO y la deformación mecánica de la fibra.
2. **Un barrido de la longitud de onda:** En esta técnica se usa un haz monocromático que proviene de un láser sintonizable en  $\lambda$  y permite mediante una modulación transformar el dominio eléctrico a dominio espectral. Obteniendo de esta manera una conversión entre el dominio eléctrico y el dominio espectral.

Ambos sistemas poseen en común el esquema de la figura 2.9. En el que se observa:

- Una fuente de luz (ya sea de ancho espectro o sintonizable en  $\lambda$ ).
- Un amplificador óptico necesario si la potencia del haz es pequeña y el número de sensores FBG es elevado.
- Una caja de multiplexión con circuladores que permite obtener la respuesta en reflexión de los sensores FBG.
- Una etapa de adquisición y detección que permite el procesamiento de señales.

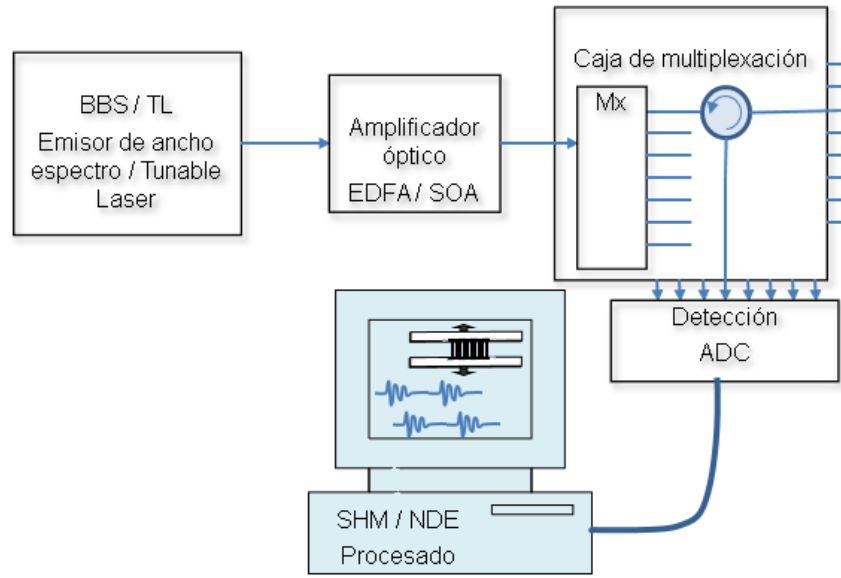


Figura 2.9: Esquema general de medida con FBG's

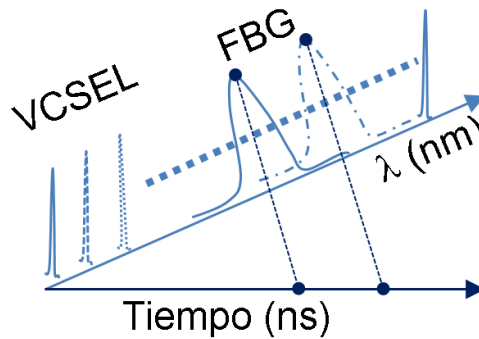


Figura 2.10: Transformación entre el dominio espectral a tiempo mediante un VCSEL

## 2.6. Técnica de barrido de longitud de onda

El método de barrido de longitudes de onda se basa en el uso de un láser sintonizable en  $\lambda$ . La principal dificultad reside, generalmente, en obtener un barrido rápido con una amplitud grande en dominio espectral. Aunque en el caso de la disposición en paralelo de la red de Bragg, lo que se busca es obtener un rango lo más pequeño posible pero lo suficientemente grande como para contener todas las longitudes de onda de Bragg de los sensores FBG ( $\lambda_b$ ). De este modo se consigue una medición simultánea de la posición de las FTO's de los sensores con un solo haz de luz monocromática.

En la figura 2.10 se muestra cómo ante una rampa de intensidad en la excitación del VCSEL se produce una variación de la longitud de onda de emisión del láser. Lo cual provoca una relación directa entre el dominio temporal y espectral  $\lambda$  (nm).

Para la lectura de la FTO de la FBG se utiliza una señal modulada como la de la figura 2.11. Ésto produce un barrido periódico en el espectro óptico de emisión con una amplitud de unos 5 nm. Teniendo en cuenta que el intervalo de barrido contiene las FTO's de los sensores FBG, se producirán unos picos de potencia para aquellas longitudes de onda a las cuales no haya un efecto de atenuación en reflexión. Por tanto, si la FTO se desplaza en el eje de  $\lambda$ , debido a la deformación o al cambio de temperatura, los picos de potencia

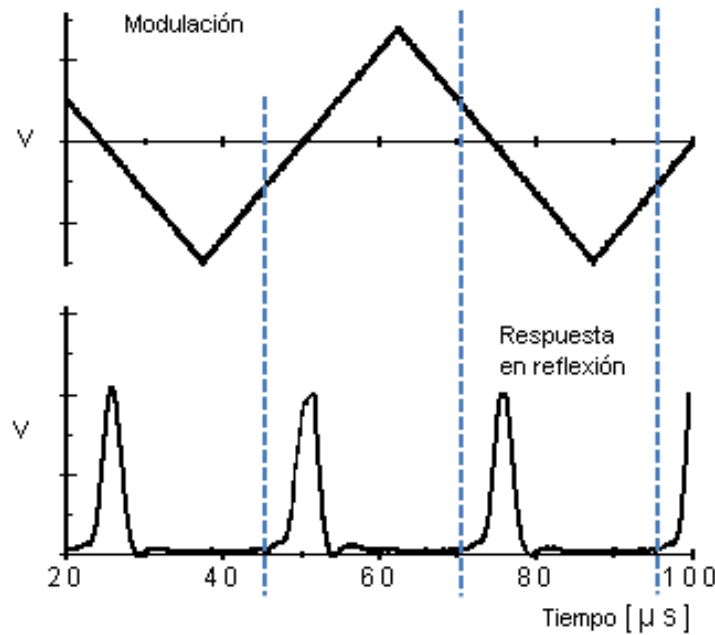


Figura 2.11: Barrido de la longitud de onda mediante una onda triangular y un láser de tipo VCSEL

también lo harán en dominio del tiempo. De tal manera que el tiempo que transcurre entre los picos aumenta o disminuye en función de la deformación o la variación de temperatura.

## 2.7. Conclusiones

Se va a utilizar, pues, un método de interrogación con un láser controlable en espectro de emisión. Más concretamente un emisor de tipo VCSEL. Mediante una caja de multiplexión se medirá con varios sensores FBG en paralelo de manera simultánea. Dicho montaje opto-mecánico permitirá la monitorización de impactos mediante el registro de las deformaciones que experimenta la matriz de sensores. El proceso de medición se realizará mediante una transformación del dominio espectral de emisión a dominio eléctrico-temporal.

Se busca que el sistema completo mida deformaciones a una frecuencia de muestreo 50KHz con una resolución inferior a  $1\mu\epsilon$ . Se pretende realizar la medida en varios puntos simultáneamente con el fin de obtener un mapa de vibraciones.



## Parte II

# Sistema de instrumentación





## Capítulo 3

# Componentes y conexiones

### 3.1. Diagrama de bloques

El esquema del sistema global de instrumentación para la medida de deformación dinámica debida a impacto basado en redes de Bragg en paralelo se representa en la figura 3.1. En ella podemos ver una serie de bloques funcionales cuya interconexión permite la medida de la deformación que experimenta la matriz de sensores FBG.

El sistema final está compuesto de los siguientes componentes:

- **Fuente para diodos láser y control de temperatura CLD1015:** proporcionará la corriente y temperatura de trabajo del láser VCSEL. Permite el uso de encapsulados «Butterfly» y permite el ajuste de temperatura mediante un control PID que permitirá estabilizar las fluctuaciones de temperatura propias de los sistemas realimentados. Dispone también de una entrada de modulación que permite inyectar al láser una corriente fluctuante.
- **Circuito de modulación del VCSEL:** Se realizará un diseño propio de este bloque, mediante el cual se inyectará al controlador CLD1015 un voltaje de forma triangular. Es decir en cada periodo de la señal habrá una rampa positiva y una rampa negativa. Con un ciclo de trabajo de la forma de onda igual a 0,5.
- **Banco de circuladores (multiplexación espacial):** Se trata de un elemento pasivo cuya misión es dividir el haz de luz que genera el VCSEL en varios haces de potencia menor. Con el objetivo de que cada haz interroge a un sensor de la matriz de sensores FBG. Cada circulador simple dispone de 3 terminales, en el número uno se inyecta el haz de luz a tratar, en 3 se conecta el sensor FBG, y en el número 2 se conecta el fotodetector. El terminal conectado al fotodetector emite el haz de luz que resulta de la reflexión por la FBG. Es decir, una vez que el haz de luz ha entrado por el terminal 1 y 2, atraviesa la FBG y se refleja mediante un proceso de reflexión y vuelve hacia el terminal 2. Tras esto en vez de regresar al terminal 1 se desvía hacia el 3. Esta medida se denomina característica en reflexión de una FBG. Y será la que porte la información de la deformación que experimenta la fibra. El circulador empleado permite también separar el haz de luz para la interrogación de varios sensores.
- **Excitador mecánico y generador de vibración:** Su misión es deformar la fibra con una forma de onda senoidal y controlada. Estos bloques permiten la calibración y la excitación de los sensores con el objetivo de que experimenten una deformación
- **Banco de fotodetectores:** Permiten medir la reflexión y conocer la información de la deformación.
- **Osciloscopio Clever Scope:** Actúa de interfaz entre las señales eléctricas que provienen de la fotodetección y la interfaz USB del ordenador personal. Permite una adquisición digital de múltiples canales mediante comparadores electrónicos internos cuyo umbral se ajusta mediante el PC. Este osciloscopio dispone también de 2 canales analógicos que permiten visualizar con una precisión de 14 bits el valor de una señal eléctrica en dominio temporal.

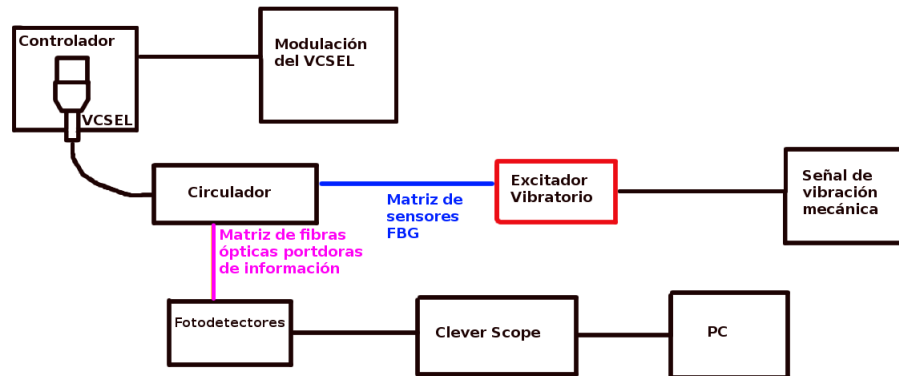


Figura 3.1: Esquema del sistema global de instrumentación para la medida de deformación diferencial basado en redes de Bragg

- **El PC:** Se utiliza para demodular la señal y obtener la deformación dinámica. Se utiliza instrumentación virtual en LabView (este apartado se recoge en el capítulo 5).

El montaje del sistema global se puede observar en la figura 3.2 En él se observan todos los elementos descritos anteriormente.

### 3.2. Fuente para diodos láser y control de temperatura

La método de alimentación del VCSEL es un ejemplar del modelo CLD1015 de Thorlabs. Dicho dispositivo es una fuente de corriente regulable que permite controlar la temperatura mediante una resistencia y un módulo Peltier [13] . Puesto que la temperatura es un parámetro importante se prestará especial atención en el calibrado del control (PID) del que la fuente viene provista.

Las especificaciones técnicas más importantes del dispositivo son:

- Rango de intensidad entre 0 y 1.5 A para la excitación del diodo láser.
- La ganancia en trasconductancia de modulación del láser en modo «CC» es de 150 mA/V, en modo «CP high» es de 2 mA/V y en modo «CP low» es de  $200\mu A/V$ . Todas las medidas con una desviación del 5 %.
- La resistencia de la entrada al conector SMA de modulación es de  $10k\Omega$ .
- Atendiendo a la respuesta en frecuencia el dispositivo, éste se comporta como un filtro paso bajo. Siendo posible ajustar el polo dominante en 2 posiciones según las configuraciones “w/o filter” que permite un ancho de banda de 250kHz, y “with filter” que reduce el ancho de banda colocando el polo en 7.5kHz.

Para proseguir con la caracterización de la fuente de corriente observamos en la tabla 3.1 la especificación de las características del módulo de control del Peltier así como de la resistencia NTC que registra la temperatura.

El cuadro «Especificaciones extraídas de la hoja de características del controlador CLD1015» es muy importante ya que los componentes seleccionados en el montaje final deben cumplir estas especificaciones.

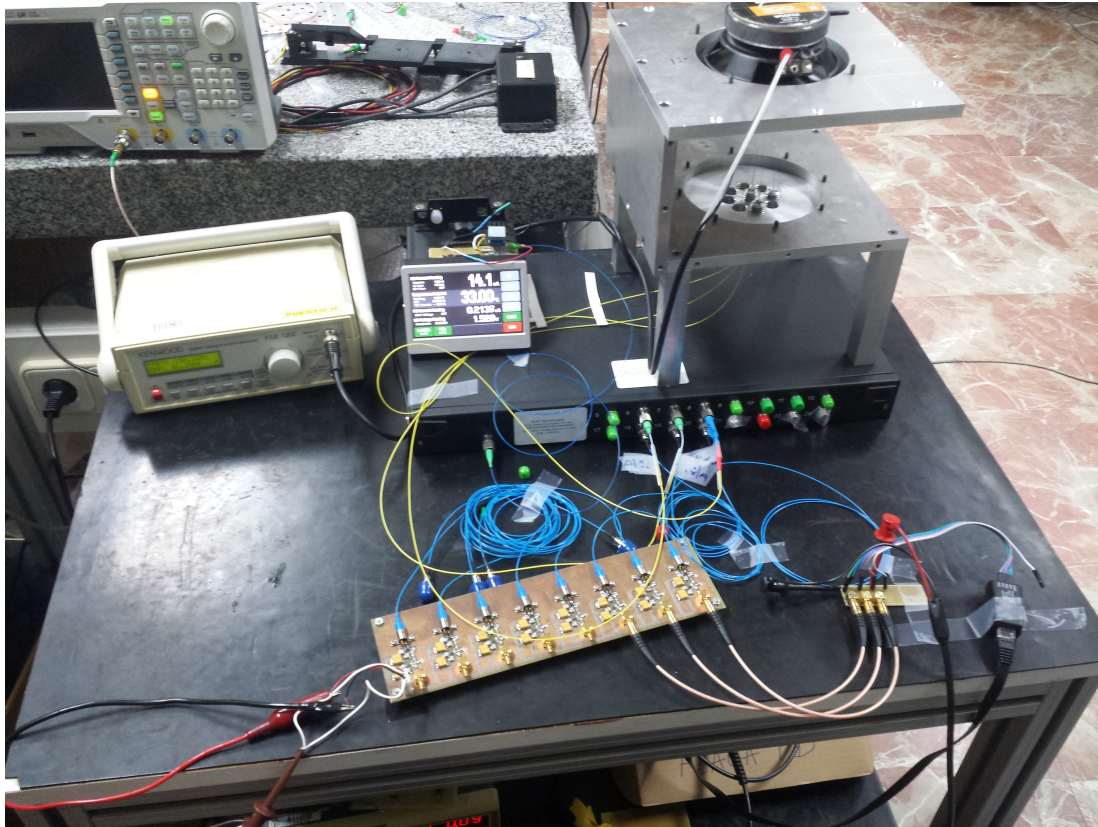


Figura 3.2: Montaje del sistema completo

Especificaciones del módulo Peltier		
Intervalo de control	-3 a 3 A	
Máxima potencia	14.1 V	
Resolución	1mA	100μA
Precisión	±(0.2 % + 20mA)	
Especificaciones NTC		
Intervalo de resistencia	300Ω a 150kΩ	
Intervalo de temperatura	-55°C a +150°C	
Resolución de temperatura	0.01°C	
Precisión	±(0.1 % +1Ω)	
Deriva temporal	<0.005°C/día	
Especificación de ganancia en transadmitancia de modulación		
Sensibilidad en transadmitancia	150 mA/V ±5 %	

Cuadro 3.1: Especificaciones extraídas de la hoja de características del controlador CLD1015

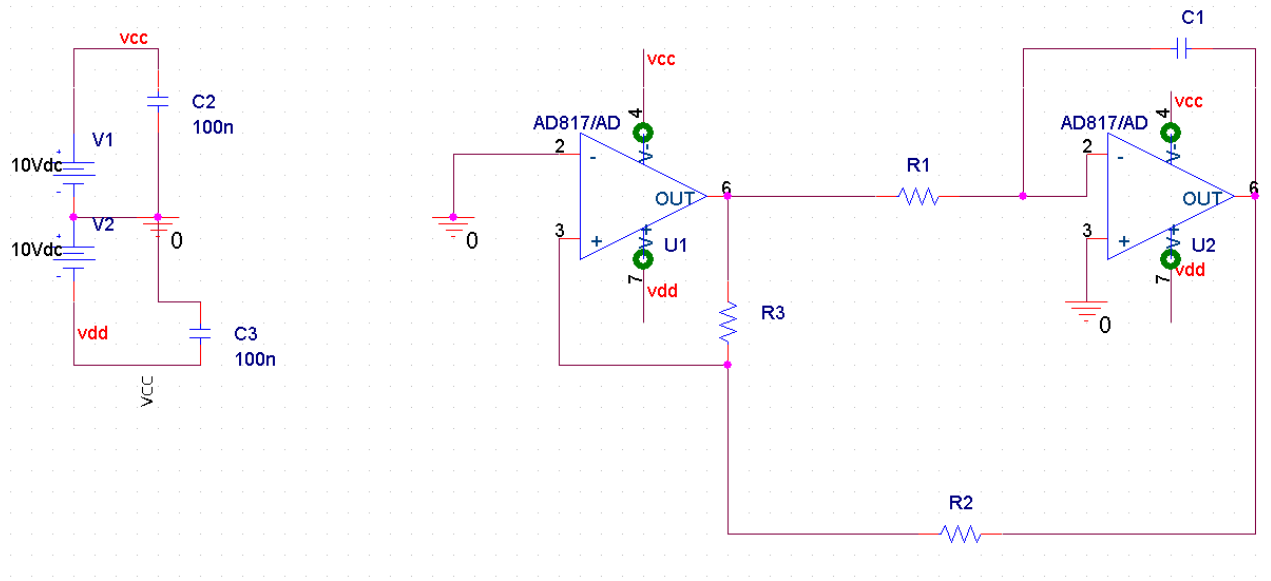


Figura 3.3: Circuito modulador

### 3.3. Circuito de modulación del VCSEL

Para resolver este apartado se ha propuesto un circuito oscilador de relajación según la figura 3.3.

Con los valores de los componentes  $R_1 = [6k6, 56k6]$ ,  $C_1 = 1nF$ ,  $R_3 = 18K$  y  $R_2 = 3k6$  se consigue una señal triangular en el punto en el que se unen  $R_2$  y  $C_1$ . Ya que se desea una frecuencia variable. ( $R_1$  es un potenciómetro de 50 k y una resistencia fija de 6k6). Con las condiciones de  $R_3$  y  $R_2$  obtenemos un voltaje máximo de 1.6 voltios en la salida y un voltaje mínimo de -1.6 voltios. El circuito modulador se ha montado en la PCB de la figura 3.4. Los amplificadores operacionales utilizados son los AD817 por sus excelentes propiedades en tiempo de subida y ancho de banda.

Además se han añadido 2 reguladores de tensión lineales con el objetivo de poder alimentar el circuito a diferentes voltajes y que las propiedades de la señal triangular no varíen. Este circuito puede ser alimentado entre un intervalo de 10 a 35 voltios (simétricos).

### 3.4. Integración del VCSEL con la fuente

#### 3.4.1. Diseño de la placa de conexión

Con el objetivo de conectar el VCSEL a la fuente de corriente se ha diseñado una PCB (Printed Circuit Board) que permite la conexión entre el controlador de corriente (CLD1015) y el VCSEL.

##### 3.4.1.1. Especificaciones mecánicas y eléctricas

Dado que el dispositivo CLD1015 dispone de dos configuraciones para encapsulados de tipo Butterfly (Pump Laser Diodes y Telecom Laser Diodes) se ha tenido que elegir una configuración base con la cual trabajar.

Teniendo en cuenta que el láser tiene una configuración de 5 pines y que el diodo láser es independiente al fotodiodo monitor, es decir no están unidos ánodo o cátodo, se ha escogido la configuración «Telecom Laser Diodes». La cual permite una disposición independiente de los dos elementos y así como una conexión de la carcasa (case) del láser (pin 3 del láser).

En este diseño las especificaciones mecánicas son muy estrictas ya que la PCB debe ser compatible con las dimensiones de un zócalo tipo «Butterfly Telecom Laser Diodes». Este tipo de conexiones se representan

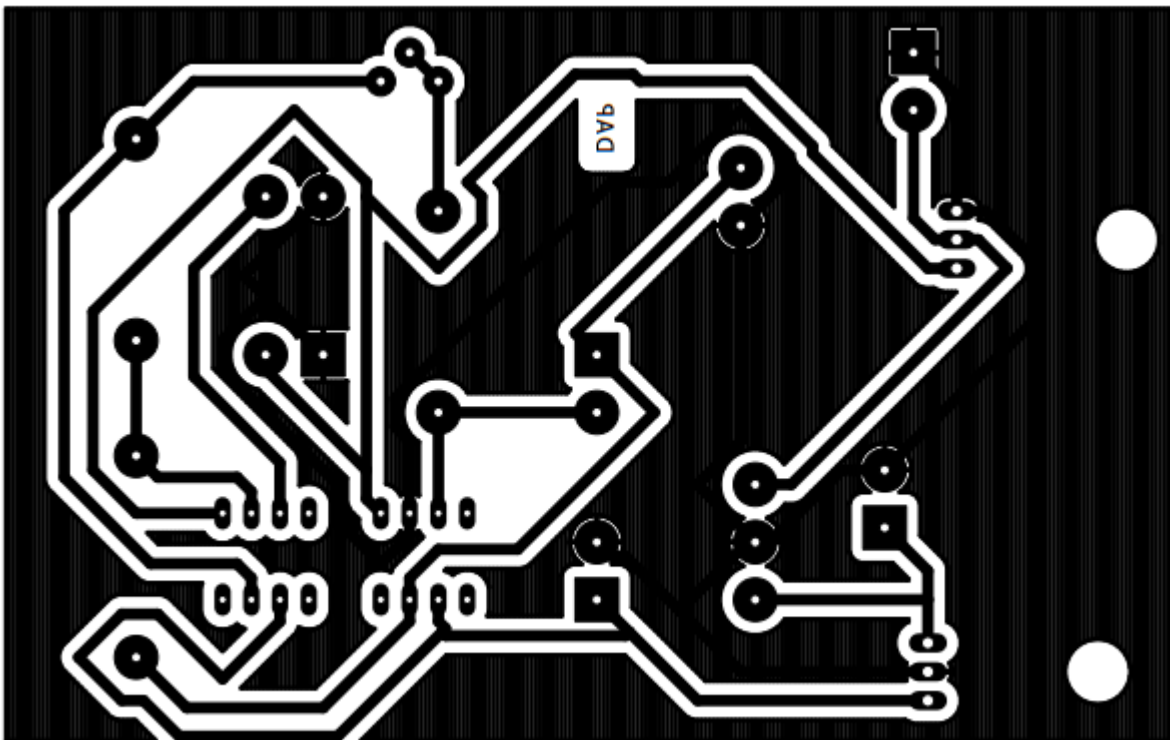


Figura 3.4: Circuito impreso del circuito modulador

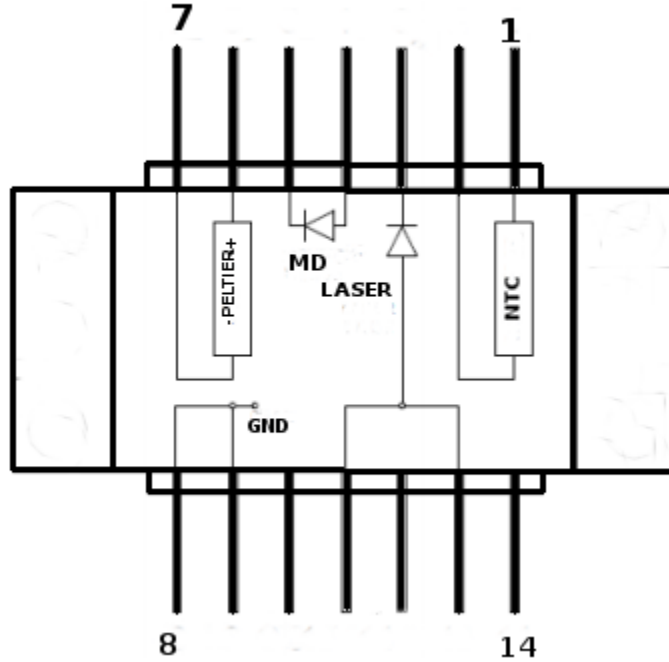


Figura 3.5: Esquema Butterfly Telecom 2

PIN	FUNCIÓN
1	Ánodo fotodiodo monitor
2	Cátodo láser
3	Carcasa - GND
4	Ánodo láser
5	Cátodo fotodiodo monitor

Cuadro 3.2: Relación de pines VCSEL

en la figura 3.5.

La anchura de éste zócalo es de 600 milésimas de pulgada.

Además también debe tenerse en cuenta la numeración de los pines de entradas del diodo láser representada en la figura 3.6.

Es importante destacar que la figura 3.6 representa la vista inferior del VCSEL con la relación de pines mostrada en el cuadro 3.2.

#### 3.4.1.2. Cálculo del BIAS-TEE

Para posibilitar una excitación externa al CLD1015 se ha llevado a cabo la adhesión de un circuito «Bias-Tee» genérico. Compuesto por una bobina de 220nH, un condensador de 1pF, una resistencia de 10  $\Omega$  en serie con la bobina y una resistencia de 47  $\Omega$  en serie con el condensador según la figura 3.7, en la cual D1 representa el diodo láser.

Si analizamos el circuito en dominio frecuencial vemos que la respuesta de la excitación del láser en transadmitancia viene dada por la ecuación 3.1

$$G(s) = \frac{I_{láser}}{V_{ac}} \quad (3.1)$$

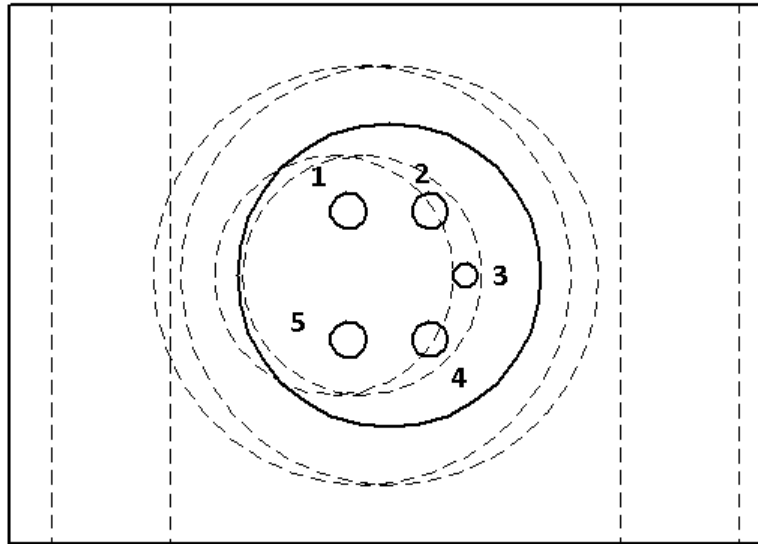


Figura 3.6: Configuración de los pines del VCSEL

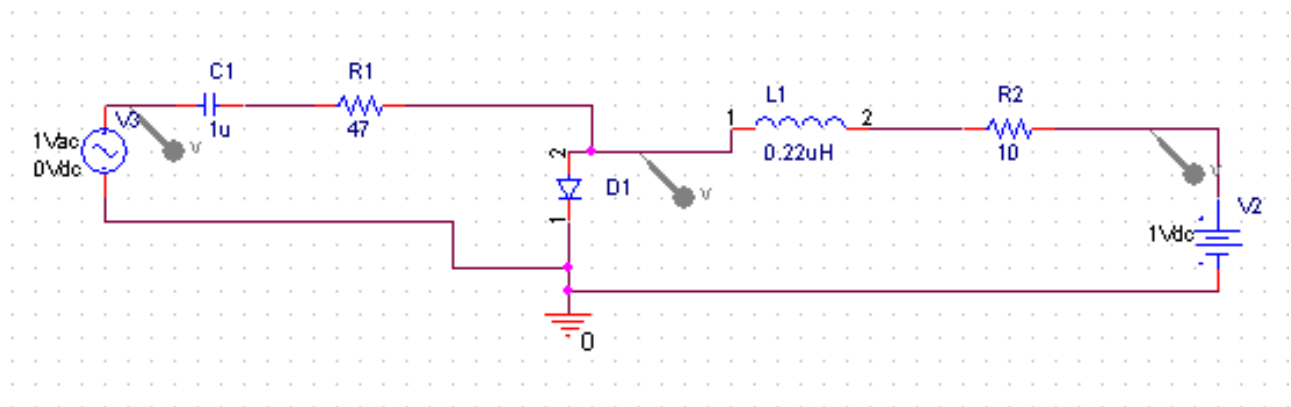


Figura 3.7: Circuito Bias-Tee

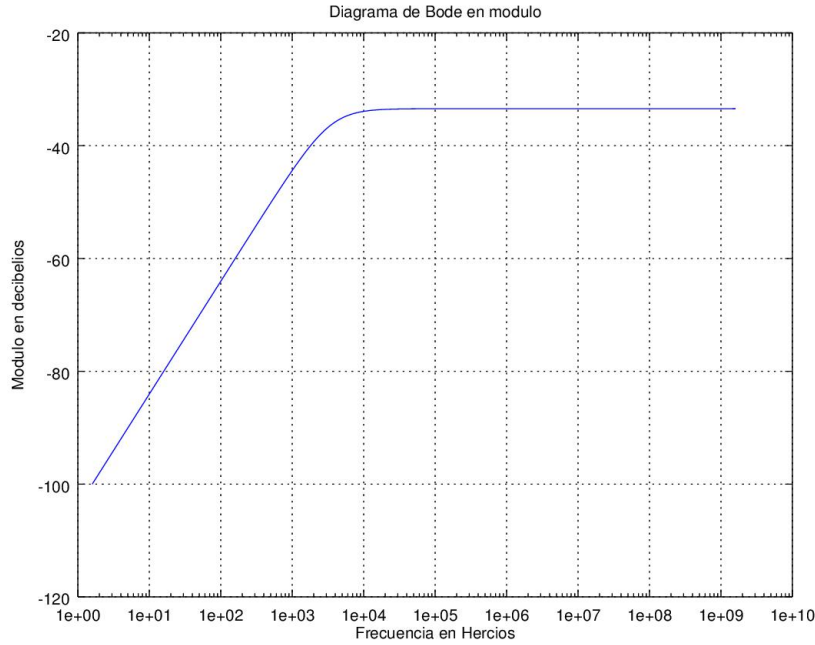


Figura 3.8: Módulo de la respuesta ideal en transconductancia del circuito Bias-TEE

Si analizamos la figura 3.7 y suponemos linealidad, podemos aplicar el principio de superposición. Anulando  $V_{dc}$  podemos analizar el dominio frecuencial y obtener una expresión explícita para  $G(s)$ . Aplicando teoría básica de circuitos se obtiene 3.2

$$G(s) = \frac{(Ls + R_2)(sC)}{s^2(CL(Z + R_1)) + s(ZCR_2 + R_1CZ + R_1R_2C + L) + R_2 + Z} A/V \quad (3.2)$$

Siendo  $Z$  el valor de la impedancia compleja del láser en principio desconocida ya que no se proporciona por el fabricante.  $R_2$  es el valor de la resistencia en serie con la bobina,  $R_1$  es la resistencia en serie con el condensador. Y « $s$ » es la variable de Laplace tal que  $s = j\omega$ .  $L$  y  $C$  son los valores de los parámetros de inductancia y capacitancia de la bobina y el condensador respectivamente.

La expresión 3.2 es por tanto irresoluble ya que los coeficientes de la ecuación característica de la ecuación diferencial que modela el sistema están indeterminados.

Por otro lado sabemos que  $Z \Rightarrow 0$  en algún rango de frecuencias. Esto es debido a que el láser es modelado con un condensador y una resistencia en paralelo. Sabemos que este rango de frecuencias desconocido es mayor que el ancho de banda del BIAS-TEE ya que los láseres tienen una dinámica muy rápida. Por ello aplicando esta simplificación llegamos a 3.3

$$G(s) = \frac{I_{\text{láser}}}{V_{\text{modulación}}} = \frac{sC(R_2 + Ls)}{s^2(R_1CL) + s(R_1R_2C + L) + R_2} \quad (3.3)$$

Los polos y los ceros de 3.3 determinan el comportamiento en pequeña señal del sistema. Los polos para los valores de diseño están situados en -45.4 MHz y -21.2 KHz, y los ceros en 0Hz y -45.4 MHz, con lo cual el polo en -45.4 MHz y el cero de la misma frecuencia se anularían dando un ancho de banda teórico limitado por el polo del láser.

La función 3.3 se representa en módulo y argumento en la figura 3.8 y 3.9 respectivamente.



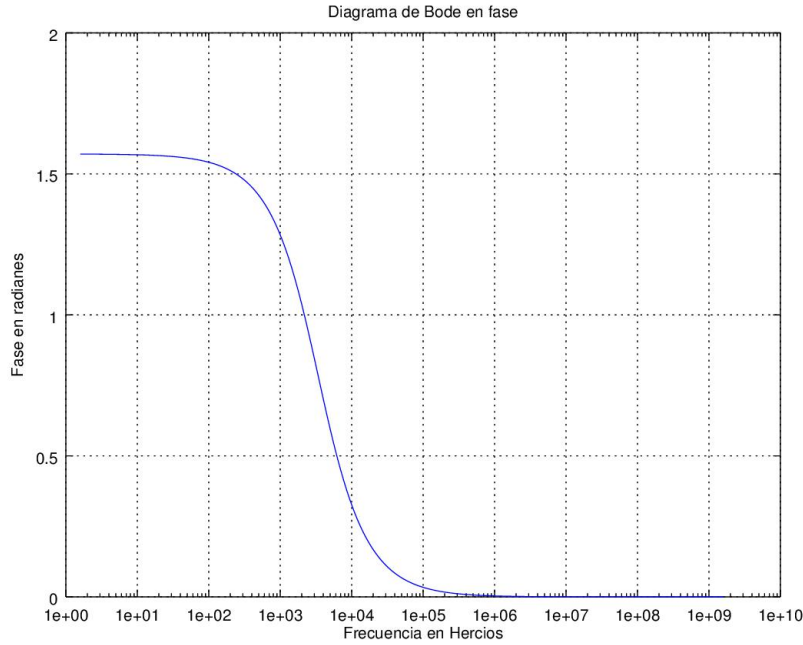


Figura 3.9: Fase de la respuesta ideal en transconductancia del circuito Bias-TEE

### 3.4.1.3. Cálculo del ancho de pista

Es importante tener en cuenta que las pistas de cobre deben tener un grosor específico en función de la corriente que pasa a través de ellas. Ya que si por los conductores pasa mucha intensidad y su sección eficaz es pequeña se producirá un aumento de temperatura en función de estas dos magnitudes. Dicha perturbación en la temperatura debe ser tenida en cuenta y puesto que el diseño de final cumplirá la función de soporte para el VCSEL y por ello al estar en contacto con éste puede modificar su temperatura.

Generalmente una variación no controlada de temperatura no es deseable en este tipo de dispositivos ya que, como se verá experimentalmente, el VCSEL cambia su longitud de onda de emisión en función de la temperatura. Por ello se debe tener presente que la corriente del Peltier tiene dos órdenes de magnitud más que la que alimenta el láser pudiendo llegar hasta 3 A.

Podemos ver intuitivamente que el aumento de temperatura puede depender de:

- La corriente eléctrica que atraviesa la pista
- La resistividad del material conductor (en este caso cobre)
- De la resistencia térmica con la que la pista disipa el flujo de calor
- La sección por la que circula la corriente
- La longitud de la pista

Si aplicamos el segundo principio de la termodinámica<sup>1</sup> se puede obtener una función para diferencias de temperatura entre ambiente y pista (ecuación 3.4).

$$P = VI = \frac{\Delta T}{R_t} = I^2 R = \frac{I^2 \rho l_p}{A} \quad (3.4)$$

<sup>1</sup>Este resultado se puede obtener también a partir del teorema II descrito en [14]

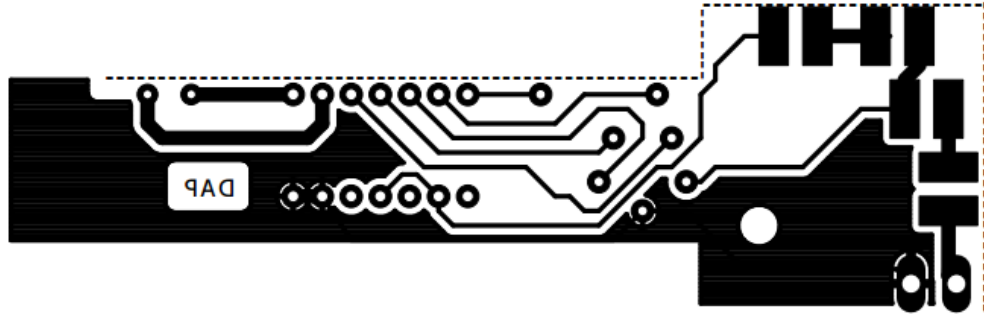


Figura 3.10: Diseño adaptador VCSEL

Donde la  $\Delta T$  es la diferencia de temperatura entre la pista y el ambiente,  $R_t$  es la resistencia térmica entre la pista y el ambiente en K/W.  $I$  es la intensidad en amperios,  $\rho$  es la resistividad en  $\Omega \cdot m$ ,  $l_p$  es la longitud de la pista y  $A$  es la sección en metros cuadrados.

Si particularizamos 3.4 para dos grosores de pista, dividimos las ecuaciones, obtenemos 3.5.

$$\frac{(I_1)^2 C}{l_p D_1 A_1} = \frac{(I_2)^2 C}{l_p D_2 A_2} \Rightarrow \frac{I_1}{D_1} = \frac{I_2}{D_2} \quad (3.5)$$

Donde  $C$  es la resistencia térmica específica (resistencia por unidad de área longitudinal de la pista) y  $D$  es la anchura de la pista. 3.5 muestra que la dependencia entre intensidad y área es lineal ya que  $A_i = D_i \cdot \text{Espesor}$ .

Si sabemos que para 1 A la anchura de la pista debe ser de 0.7 mm, aplicando 3.5 obtenemos que el grosor de la pista que transporta la corriente al Peltier es de 2.1 mm.

### 3.4.2. Diseño propuesto y montaje mecánico

El diseño propuesto es el de la figura 3.10 en la cual se puede observar la entrada de modulación y el Bias-TEE en el extremo derecho de la imagen.

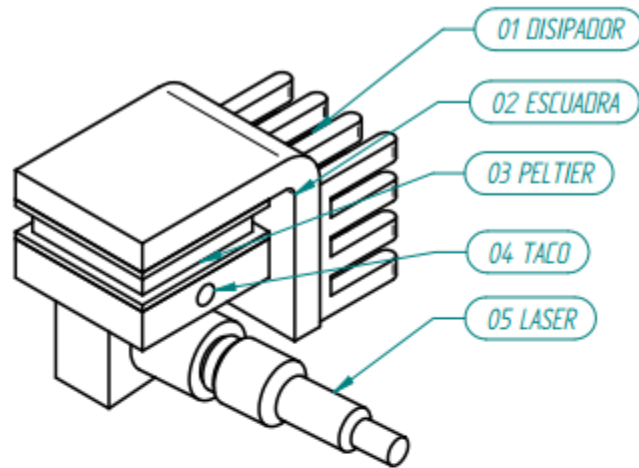
Así mismo, se han realizado dos orificios para albergar dos tornillos de métrica dos con los cuales sujetar el VCSEL.

Tras el soldado de los componentes para el BIAS-TEE se ha procedido a soldar el VCSEL. Este proceso es el más delicado de todos. Y requiere la puesta a tierra de la persona que lo realiza con el objetivo de no acumular electricidad estática que dañe el dispositivo.

Para el montaje mecánico se han realizado dos piezas metálicas de aluminio y se ha pegado convenientemente el disipador con pegamento térmico.

Finalmente se procede a atornillar el VCSEL a la PCB. Quedando todo ello de manera semejante a la figura 3.12.

El disipador elegido tiene una resistencia térmica de 27.4 K/W que permite disipar los 2 W del Peltier de manera holgada. Con un incremento de 60°C con respecto al ambiente. Dicho elemento es el disipador modelo Fischer Elektronik ICK BGA. Así mismo el condensador y la bobina SMD elegidos son los modelos «Condensador cerámico multicapa, Kermet 1  $\mu F$ ,  $\pm 10\%$ , 50V dc SMD X7R dieléctrico, Carcasa 1210» e «Inductor de montaje en superficie bobinado Murata, 220 nH,  $\pm 5\%$ , núcleo de Núcleo no magnético, apantallado 0805 para la bobina». Además, la NTC es el modelo «Termistor NTC Epcos, Resistencia 30k $\Omega$ , constante 3s, 18mW, 0.8 Dia. x 1.4mm» con una constante térmica del 4.4 % y el módulo Peltier es de 5W aunque se trabaja con una potencia limitada a 2 W



*Piezas 01, 02, 03, 04 unidas con pegamento térmico*  
*Piezas 04-05 unidas al PCB con tornillos M2x14*

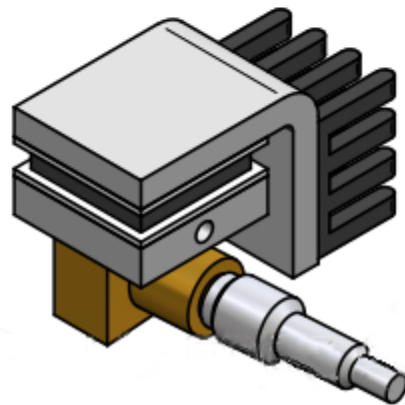


Figura 3.11: Planos explicativos del montaje mecánico

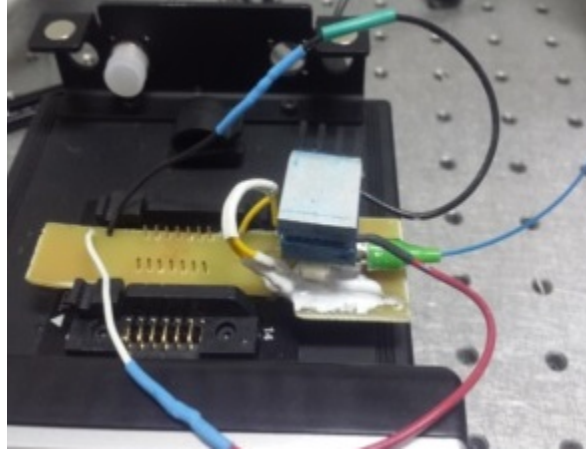


Figura 3.12: Montaje del dispositivo adaptador

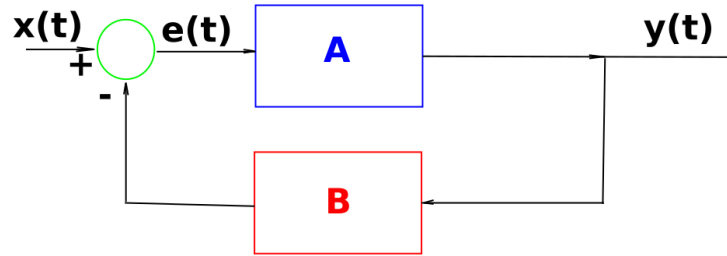


Figura 3.13: Sistema realimentado

### 3.4.3. Modelado del control térmico y ajuste PID

Para controlar cualquier sistema hay que realimentarlo. Esto quiere decir que se debe tomar cierta información de la salida, aplicarle una transformación y operarla con la entrada para obtener un error. Esto se hace siguiendo el esquema de la figura 3.13, cuya función de transferencia en lazo cerrado es 3.6

$$\frac{\mathcal{L}(y(t))}{\mathcal{L}(x(t))} = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{A}{1 + AB} \quad (3.6)$$

Donde  $y(s)$  y  $x(s)$  denotan la transformada de Laplace de la salida y de la entrada respectivamente.

El bloque A representa el sistema térmico a controlar y el bloque B representa el control PID que se implementa internamente mediante el controlador de corriente. Por este motivo la identificación del sistema debe realizarse teniendo en cuenta que no se puede abrir el lazo mecánicamente para identificar la ganancia de lazo  $AB = T(s)$ .

La función  $x(t)$  representa la temperatura a la que se quiere llevar el láser y se ajusta digitalmente a un valor fijo mediante el LCD del dispositivo CLD1015.  $y(t)$  representa la temperatura instantánea medida por la resistencia NTC y  $e(t)$  es la resta del valor de  $x(t)$  e  $y(t)$  una vez que se le ha aplicado la transformación del bloque PID correspondiente a B.

En base a las aclaraciones anteriores se puede establecer el siguiente algoritmo<sup>2</sup> para identificar la ganancia de lazo  $T(s)$  para sistemas físicos realimentados y sin posibilidad de abrir el lazo:

<sup>2</sup>El algoritmo es de creación propia ya que libros avanzados como [15] no proporcionan un método de identificación de sistemas ya que sólo centran su atención en el estudio de las funciones en dominio de Laplace. Hay que advertir que el algoritmo es aplicable a sistemas estables o que se puedan estabilizar con un controlador PID ya que la respuesta en  $F(t \rightarrow \infty)$  debe estar acotada para aplicar el «teorema del valor final».

1. Inserción de las constantes del PID digital del CLD1015 con la constante proporcional  $K = 1 A/K$ , la constante derivativa  $K_d = 0 A/(Ks)$  y  $K_i = 0 A s / K$
2. Inserción de un escalón de temperatura en  $x(t)$  de amplitud unidad. Por ejemplo, si la temperatura ambiental del laboratorio está a  $27^\circ C$  y el láser está a la misma temperatura se introduciría una  $x(t) = constante = 28^\circ C$
3. Representación de la salida del sistema  $y(t)$ , que corresponde con la temperatura instantánea de la NTC, y el tiempo para cada medida hasta que el sistema se estabilice.
4. Elección del orden del sistema en función de la respuesta obtenida en el punto anterior, es decir si el sistema es sobre-amortiguado se puede representar por una ecuación diferencial de primer orden, en otro caso se usará una ecuación diferencial de segundo orden según la función de transferencia 3.7

$$F_{segundo\ orden}(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.7)$$

$$F_{primer\ orden}(s) = \frac{K}{Ts + 1} \quad (3.8)$$

5. Aplicación de las aproximaciones para el valor de los polos de 3.7 que tiene soluciones en  $-\sigma \pm j\omega_d$  con  $\sigma = \frac{\pi}{t_s}$  y  $\omega_d = \|\sigma\| \cdot \frac{-\pi}{\ln(Mp)}$  donde  $t_s$  es el tiempo de establecimiento en el que la salida alcanza el 95 % de la señal estabilizada y  $Mp$  es la sobreoscilación del sistema en tanto por uno.<sup>3</sup>
6. Sustituyendo 3.7 en 3.6 y tomando B=1 obtenemos 3.9

$$\frac{y(s)}{x(s)} = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 + K\omega_n^2} \quad (3.9)$$

7. A partir de la gráfica del paso 3 y las expresiones de 5 obtener los coeficientes del denominador de 3.9
8. Aplicar el teorema del valor final para 3.9 según 3.10 para obtener el valor de  $K\omega_n^2$

$$\lim_{s \rightarrow 0} sF(s) = f(t \mapsto \infty) \quad (3.10)$$

9. Deshacer el lazo y a partir de 3.9 obtener la función en lazo abierto de la que se ha partido de la forma de 3.7.

Aplicando el algoritmo anterior se observa que la respuesta del sistema en lazo cerrado es de segundo orden y está representado en la figura 3.14.

Así mismo se obtiene una función en lazo abierto teórica de acuerdo a 3.11

$$F_{lazo\ abierto} = \frac{0,063392}{s(s + 0,14132)} \quad (3.11)$$

Se debe destacar que esta expresión obtenida es un modelo lineal que se cumple cuando la derivada segunda y primera de la temperatura no es muy alta ya que en esos casos se crea un efecto de convección que por naturaleza es no lineal. Así mismo, se debe tener la precaución de no limitar la corriente en el Peltier, es decir que el efecto del PID no se sature. Esto se consigue aumentando el límite a 1,5 A. Ya que la constante proporcional está seleccionada a 1 A/K y el escalón  $x(t)$  es de 1 K.

Si consideramos el efecto PID de la forma  $PID(s) = K_p + K_d s + \frac{K_i}{s}$  y tomamos  $K_i = 0 As/K$   $K_d = 0,01 A/sK$  y  $K_p = 0,35 A/K$  obtenemos que la repuesta en frecuencia en lazo abierto es la que se representa en la figura 3.15.

Se puede observar que la frecuencia de corte es 0.2 rad/s. lo que quiere decir que el tiempo de establecimiento será aproximadamente unos 16 segundos.

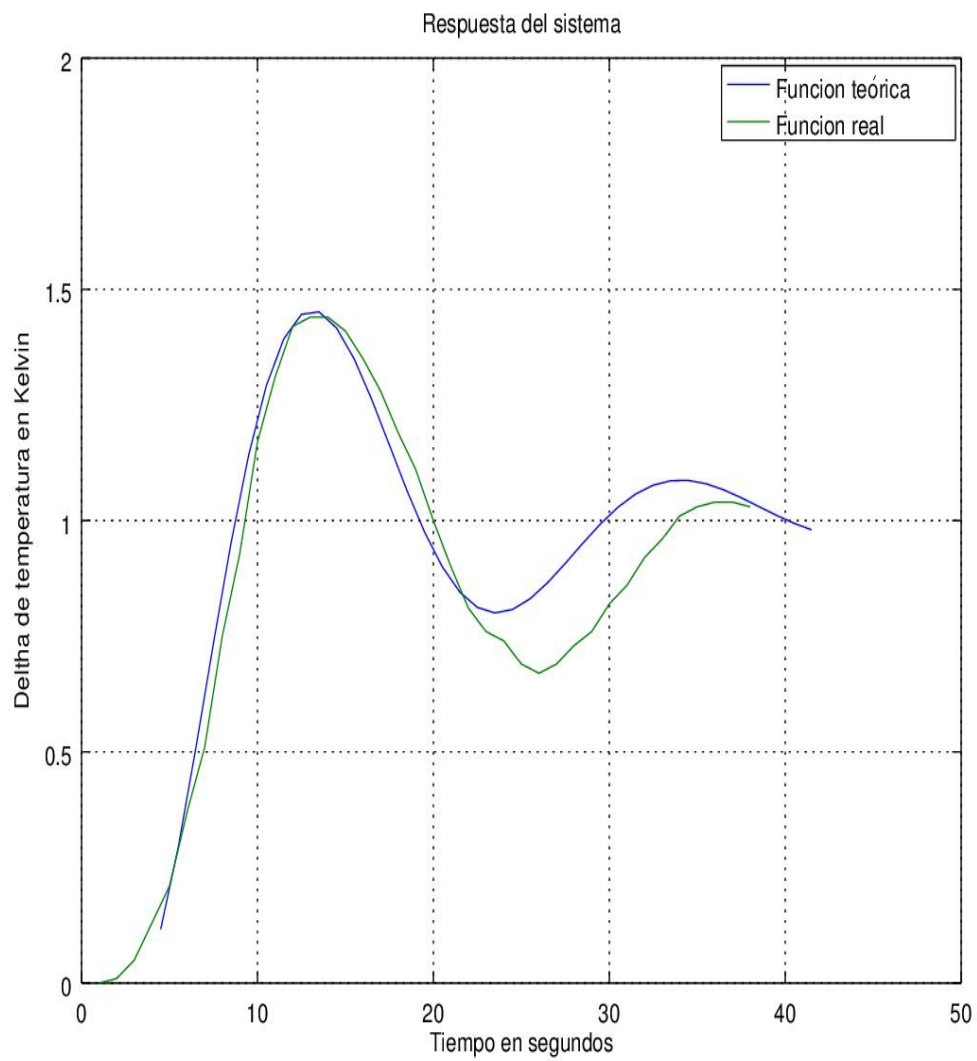


Figura 3.14: Respuesta en lazo cerrado del sistema térmico del controlador de temperatura

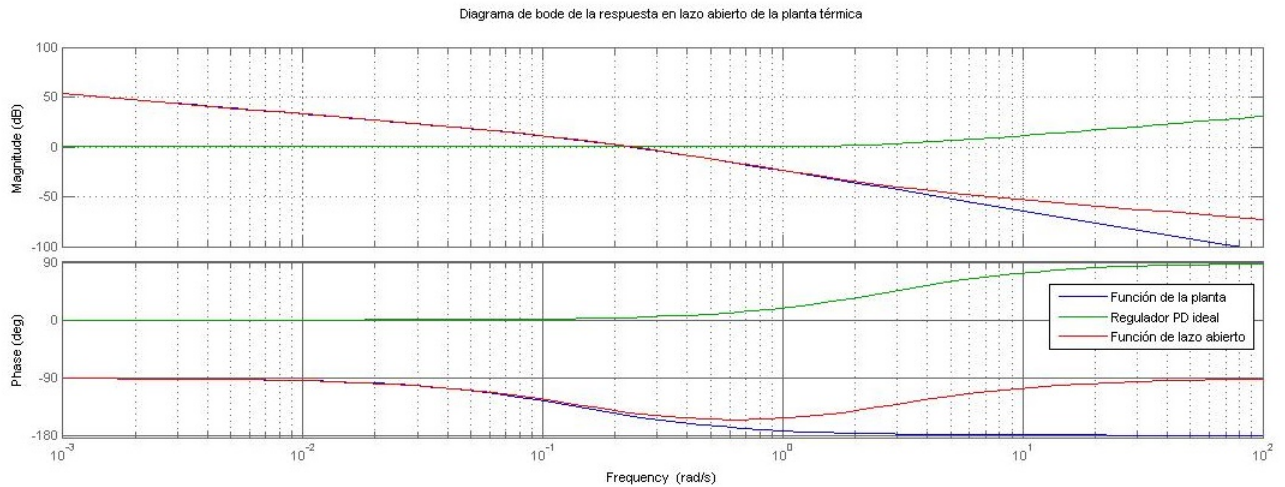


Figura 3.15: Respuesta en frecuencia en lazo abierto del sistema térmico

Así mismo, se puede apreciar que el margen de fase es positivo por lo que el sistema es estable.

Para finalizar podemos destacar que la respuesta teórica y la experimental son semejantes y su comportamiento se refleja en la figura 3.16. De ésta es importante destacar que es válida sólo con escalones de 1 o 2 grados de amplitud. Esto es así debido a que, para mayores amplitudes, el efecto PID se satura debido a la limitación del módulo Peltier. Si la intensidad que lo atraviesa no estuviera limitada, el efecto de compensación del PID podría deteriorar la resistencia Peltier.

Es importante comentar que el efecto que sucede entre 0 y 10 segundos corresponde a un efecto no lineal de tiempo muerto, que permite al sistema adquirir inercia térmica. Este se crea a causa de que la conducción a través del metal del disipador y el soporte del VCSEL tarda un tiempo en transmitirse por todo el metal. Este efecto se puede compensar mediante un regulador calculado con el «predicador de Schmidt» pero el CLD1015 no contempla la posibilidad de introducir este tipo de reguladores [16].

Esta representación permite ver que el sistema es estable y además modelar el sistema mediante ecuaciones en dominio de Laplace o su equivalente en ecuaciones diferenciales.

Cabe mencionar que éste tipo de control se realiza normalmente mediante ajuste empírico como los métodos de Ziegler-Nichols [17], o similares, en los cuales el desarrollo teórico queda en un segundo plano.

Así mismo, se observa el cambio de respuesta del sistema que pasa de sobreoscilatorio y con un tiempo de estabilización mayor a 1 minuto a un sistema sin sobreoscilación con un tiempo de establecimiento de 17 segundos.

### 3.5. Fuente de alimentación del banco de fotodetectores

Puesto que la placa de fotodetección es un prototipo y no dispone de conexión directa a la red eléctrica se ha debido diseñar una fuente simétrica que la alimente. Se parte pues, de que la tensión de alimentación de los fotodiodos es de  $\pm 5V$ , que la intensidad total de consumo es de  $120mA$ . Con lo cual la potencia total consumida ronda el vatio de potencia para los 8 fotodiodos. Para ello se ha propuesto el diseño de la figura 3.17. En la cual se puede observar el uso de un rectificador de onda completa y un filtrado por condensador. tras ello se introducen unas fuentes lineales Lm7805 y Lm7905. Finalmente, se ha introducido en paralelo un condensador de  $2\mu F$ , un diodo cuya misión es evitar retorno de corriente y una resistencia de drenaje de  $500\Omega$  para evitar los transitorios que se producen al conectar el sistema a la red de alterna (220V, 50Hz). Finalmente los diodos D7 y D8 previenen que ante una desconexión espontánea los reguladores lineales se deterioren debido a las capacitancias de la carga.

<sup>3</sup>En [15] se muestra la deducción y los fundamentos teóricos que respaldan estas expresiones.

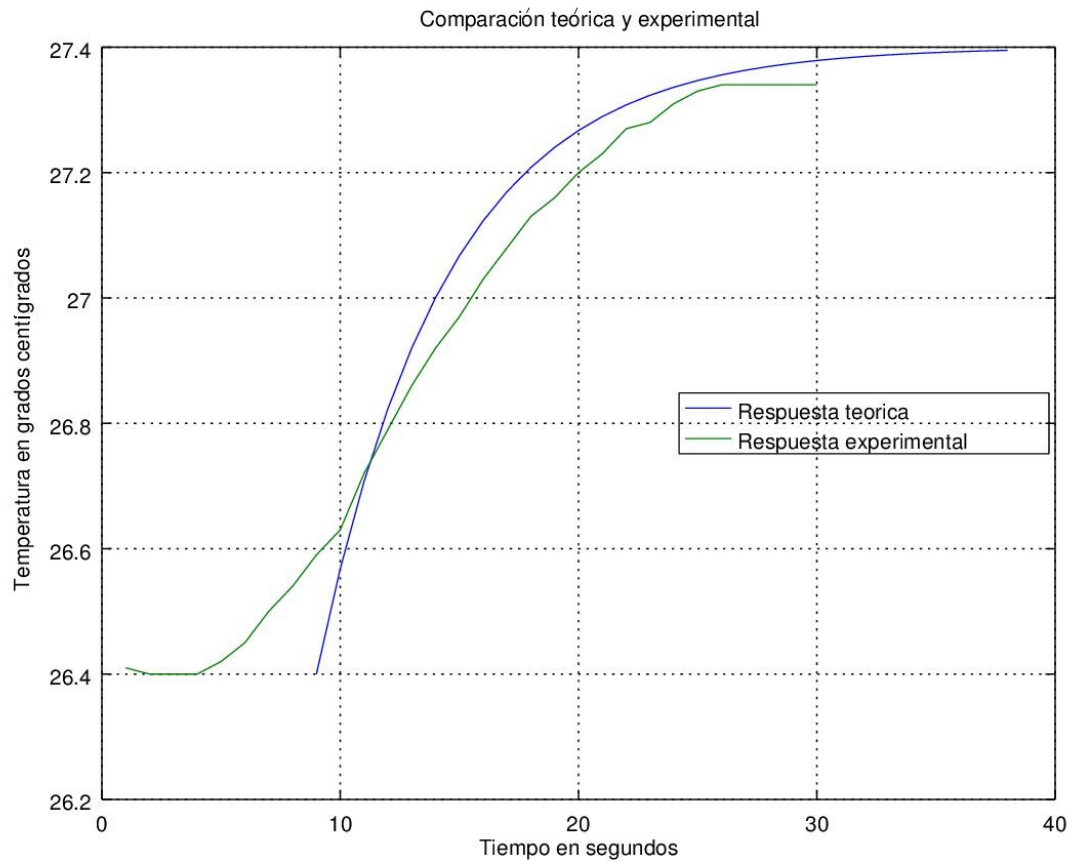


Figura 3.16: Comparativa de la respuesta teórica del lazo de control térmico con regulador frente a la respuesta experimental del lazo de control térmico.

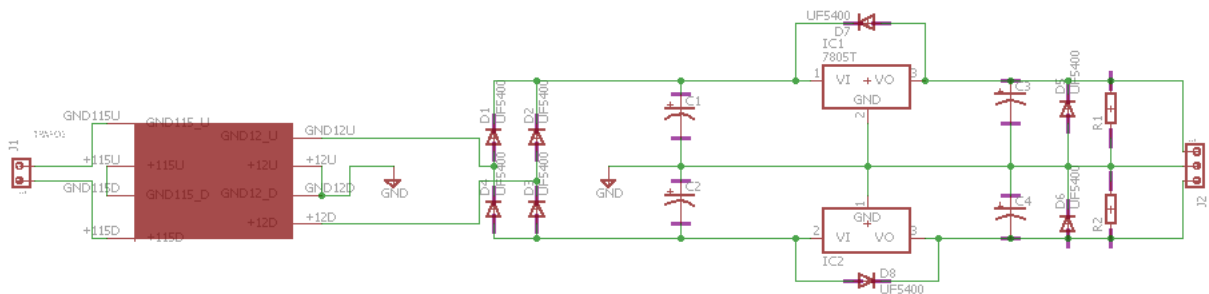


Figura 3.17: Fuente simétrica lineal de  $\pm 5$  Voltios



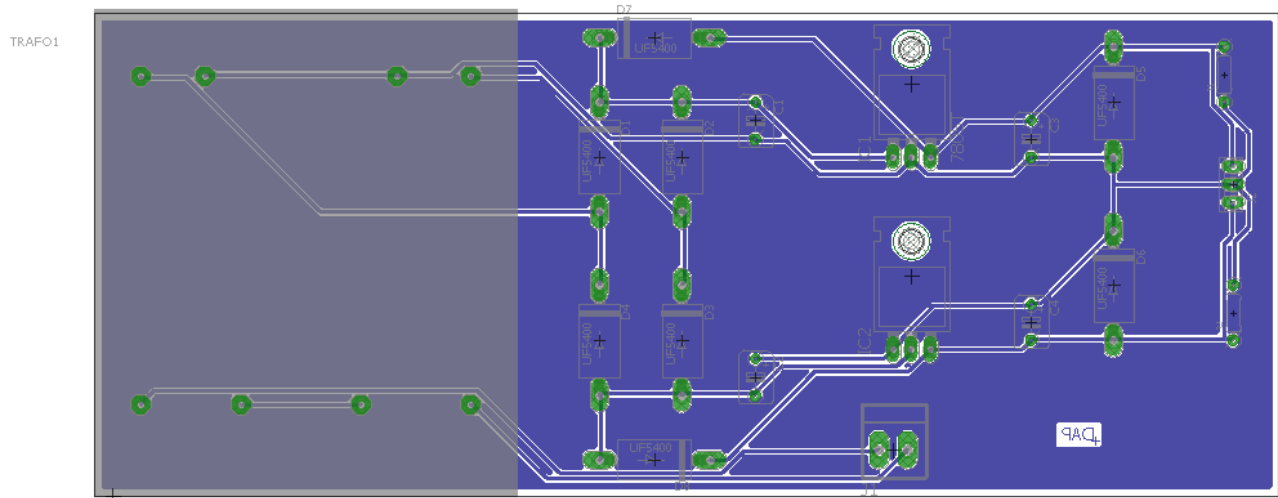


Figura 3.18: Diseño PCB de la fuente simétrica

Nombre	Cantidad
Lm 7805	x1
Lm 7905	x1
Diodo N5400	x8
Resistencia 500 $\Omega$	x2
Transformador de 6 VA y N = 12/110	x1
Conector de 2 entradas	x1
Conector de 3 entradas	x1
Condensador electrolítico de 4700 $\mu F$	x2
Condensador electrolítico de 2 $\mu F$	x2

Cuadro 3.3: Lista de materiales de la fuente simétrica.

En la figura 3.18 se puede observar el conjunto que constituye la PCB. En la parte izquierda se aloja el transformador de relación  $\frac{N_2}{N_1} = \frac{12}{110}$ , de 6 VA de potencia y con toma media en ambos devanados. En el cuadro 3.3 se puede observar una lista de los materiales empleados para la realización de la fuente y en la figura 3.19 se muestra el montaje realizado en el laboratorio.

### 3.6. Clever Scope y adquisición

El dispositivo Clever Scope permite adquirir una señal de hasta 8 canales digitales. Es decir, permite captar un total de 8 señales binarias que tienen valor uno cuando el respectivo canal tiene un voltaje superior al voltaje de comparación y cero en caso contrario. El dispositivo tiene una velocidad de 100 MHz (100 millones de muestras por segundo) y debe ser conectado a las salidas de tipo SMB de la placa fotodetectora. Con lo cual se debe diseñar una interfaz de adaptación que permita conectar los pines digitales del Clever Scope a SMB. Para dicha conexión se ha realizado mediante una PCB con el diseño de la figura 3.20. En la parte superior de la misma se pueden observar las entradas SMB y en la inferior se observa el conexionado al Clever Scope.

Este diseño se ha realizado para poder conectar un máximo de seis fotodetectores. Aunque la prueba de concepto se ha realizado con 3 sensores ya que el aumento de sensores no aumenta valor a las pruebas realizadas.

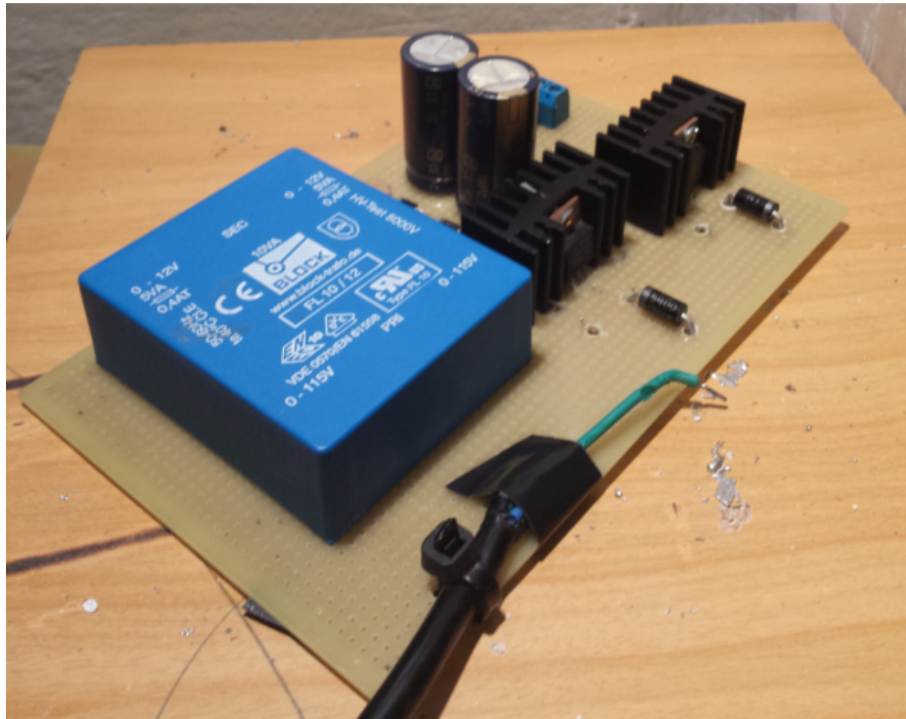


Figura 3.19: Montaje de la fuente simétrica realizado en el laboratorio

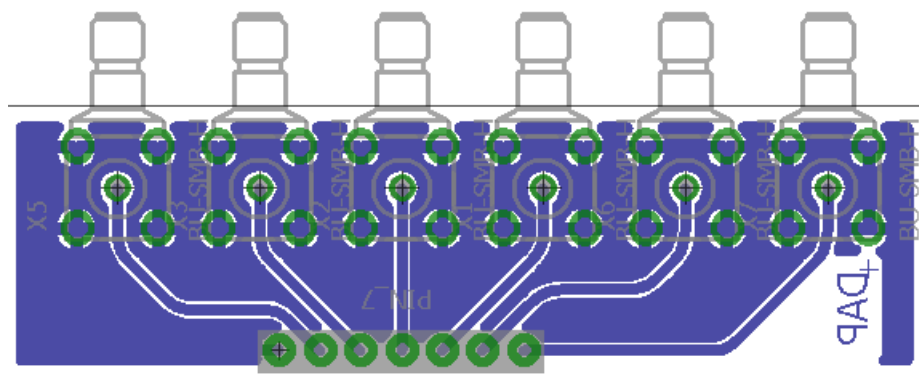


Figura 3.20: Conexión de los fotodetectores con el Clever Scope

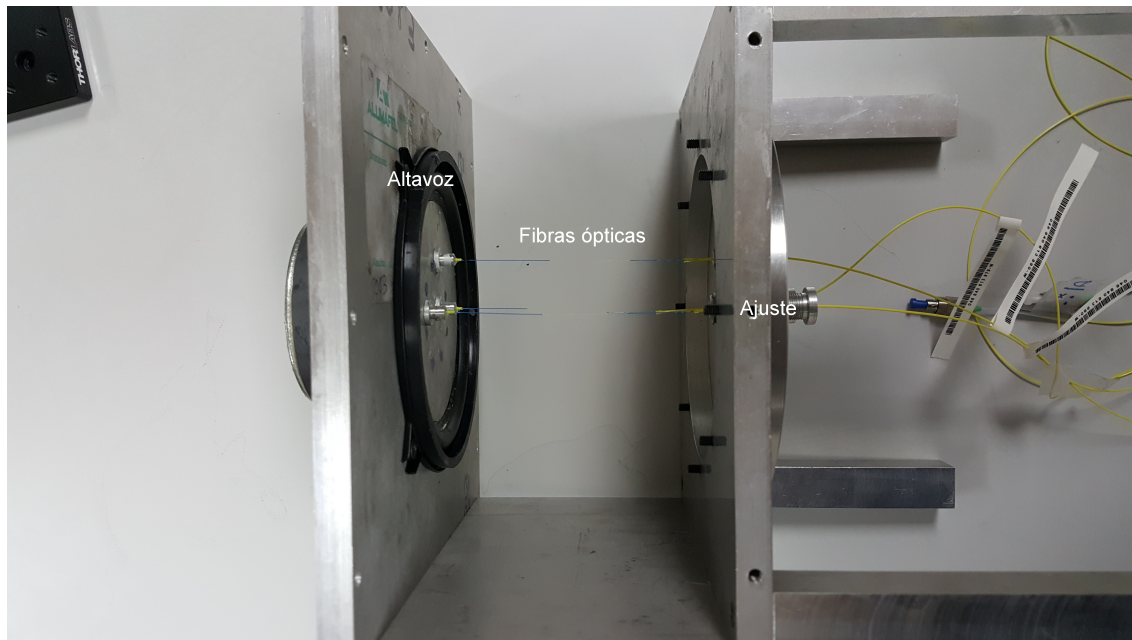


Figura 3.21: Vista general del montaje mecánico de vibraciones sobre FBG's

### 3.7. Montaje mecánico de vibraciones y matriz de sensores FBG

La misión del excitador es deformar las fibras de manera controlada, permitiendo así determinar que parámetros varían ante estas modificaciones de longitud. Se trata de un conjunto mecánico al que se adhieren los sensores FBG. Los cuales están pegados a un altavoz en uno de los extremos y a un mecanismo roscado en el otro. De esta manera se consigue tensar los sensores a voluntad para seleccionar el punto de trabajo al cual inyectar vibración mediante el altavoz. Esto se puede hacer de manera directa conectando el altavoz a una señal sinusoidal. En la figura 3.21 se puede observar el subsistema completo. En la parte lateral se encuentra el altavoz que permite deformar las FBG's y en la parte derecha se pueden observar los mecanismos roscados. Cabe destacar que para el montaje se han elegido un mínimo de 3 sensores FBG (ver 3.22) con la idea de obtener un mínimo de tres puntos del plano vibratorio.

Cabe destacar que el distribuidor de las FBG's no las suministra con recubrimiento de protección (recoating). Por ello, antes del pegado se debe introducir las fibras FBG en una envoltura de  $900\ \mu m$  con núcleo de kevlar con el objeto de darles durabilidad y consistencia. Dicho proceso se ha realizado en el laboratorio para las 3 FBG's utilizadas.

Tras el proceso anterior se prosiguió con el pegado que se hizo con pegamento de cianocrilato, que posee una gran resistencia mecánica.

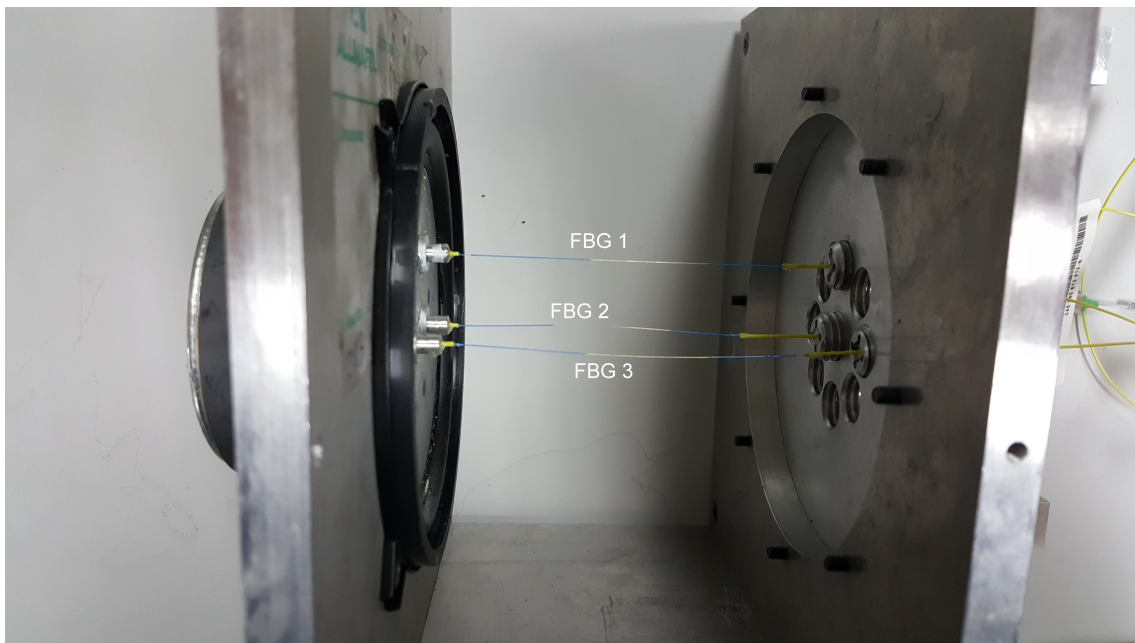


Figura 3.22: Detalle de los tres sensores de fibra óptica FBG

## Parte III

# Resultados experimentales



## Capítulo 4

# Caracterización de componentes

### 4.1. Caracterización estática de una FBG

En relación a la FBG, debemos caracterizar su función de transferencia óptica en reflexión. Para ello se introduce una luz blanca (con un espectro ancho) y posteriormente se analiza la potencia detectada por el OSA (Optical Spectrum Analyzer). Para ello se siguen los siguientes pasos:

1. Conectar la salida de luz blanca del OSA a la entrada del circulador
2. Conectar la salida del circulador a la FBG
3. Conectar el retorno del circulador a la sonda de medición del OSA.

Siguiendo los pasos anteriores obtenemos la gráfica de la figura 4.1.

En la que se representa el ancho de banda (aproximadamente 0.75 nm) y diferentes valores de estimadores polinomiales que ajustan la curva. Es importante destacar que el eje vertical está en unidades de potencia óptica (dBm) que se calculan de la siguiente manera.

$$P(dBm) = 10 \log \left( \frac{P(milivattios)}{1 \text{ milivatio}} \right) \quad (4.1)$$

El intervalo de aplicación de las aproximaciones por mínimos cuadrados se puede observar en la gráfica 4.2.

Podemos determinar que el intervalo de validez de la gráfica son  $\lambda \subset [1539,5, 1540,4] \text{ nm}$

### 4.2. Caracterización del láser VCSEL

En la vida real sucede a menudo que los componentes proporcionados por los fabricantes difieren con respecto a la hoja de características. Este fenómeno no es muy importante en la mayoría de las aplicaciones. Por el contrario, en este proyecto esta caracterización es de suma importancia, y por ello hay que prestar mucha atención al espectro de emisión del láser. Esto se debe a que el ancho de banda en reflexión del FBG es muy estrecho (0.75 nm) por lo que conocer un modelo matemático es fundamental para saber que corriente se inyectará y a que temperatura estará el láser. Por ello esta sección está plenamente justificada.

Los pasos para la caracterización del diodo láser que se han seguido son los siguientes:

1. Conectar la fibra óptica del láser al OSA.
2. Conectar el láser a la fuente de corriente mediante el adaptador.
3. Ajustar el límite de corriente, tanto del láser como del módulo Peltier.
4. Ajustar los parámetros de temperatura de la resistencia NTC (sensor de control de temperatura y cierre del lazo de control).

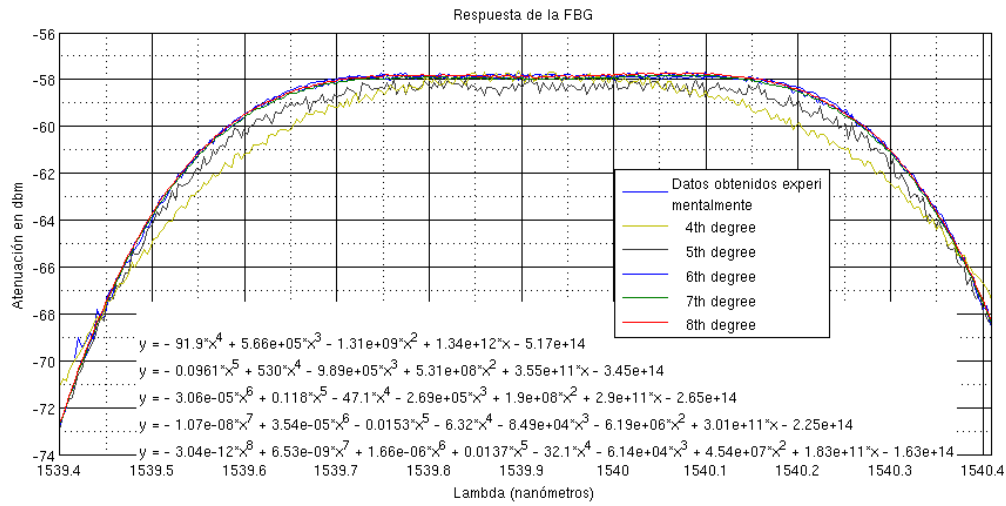


Figura 4.1: Caracterización FBG

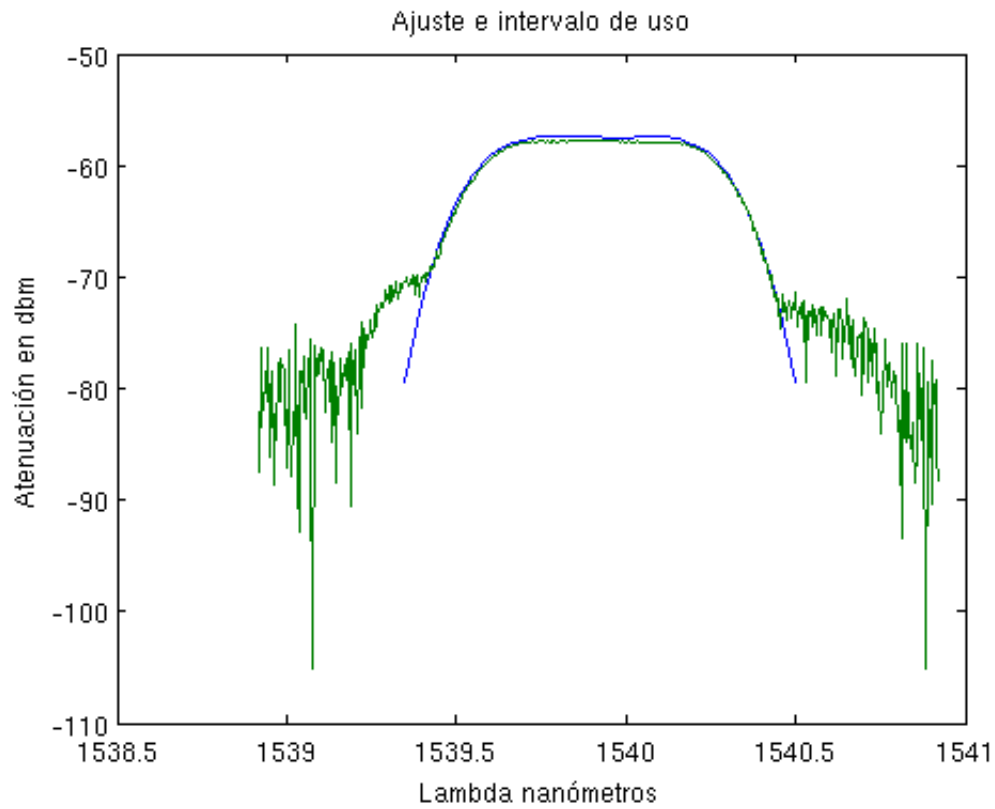


Figura 4.2: Intervalo de utilidad de los regresores polinomiales



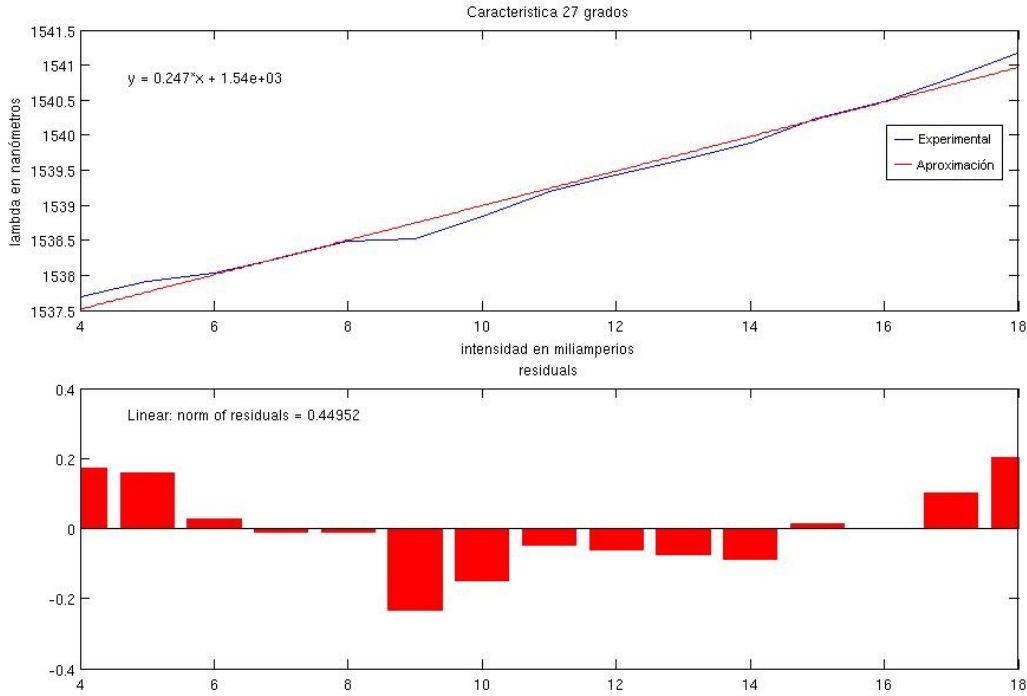


Figura 4.3: Característica de corriente a 27°C

5. Conectar el OSA al ordenador.

6. Encender los dispositivos.

Siguiendo estos pasos se procede a la toma de medidas. En este caso se sabe, de la teoría, que la longitud de onda a la que emite el láser (VCSEL 360174) no obstante se va a tomar medida también de la potencia óptica detectada por el OSA con el objetivo de hacer más completo el estudio. Y así poder obtener la responsividad del elemento emisor.

En el laboratorio se procede a realizar un barrido en corriente, siempre teniendo en cuenta que no se puede superar la corriente máxima recomendada por el fabricante (21 mA en nuestro caso). De la misma manera hay que tener precaución con la temperatura que en nuestro caso debe ser menor a 80°C.

Sabemos que la longitud de emisión es de la forma:

$$\lambda = f(I, T) \quad (4.2)$$

4.3 es la representación vectorial de un plano cuyas coordenadas son la corriente y la temperatura (posteriormente se verá que ésta simplificación es cierta).

$$\lambda = f(I, T) = \alpha I + \beta T + \gamma = \begin{bmatrix} I & T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

En el laboratorio se han tomado primeramente datos para una temperatura de 27 °C en un intervalo de intensidad desde 0 mA hasta 18 mA y se ha obtenido la figura 4.3.

Donde «Experimental» es el valor de la longitud de onda medido en el laboratorio en función de la intensidad que atraviesa al diodo láser así mismo «Aproximación» hace referencia a la estimación por mínimos cuadrados de la gráfica. Cabe mencionar que hay una fuerte dependencia lineal ya que el módulo de los residuos

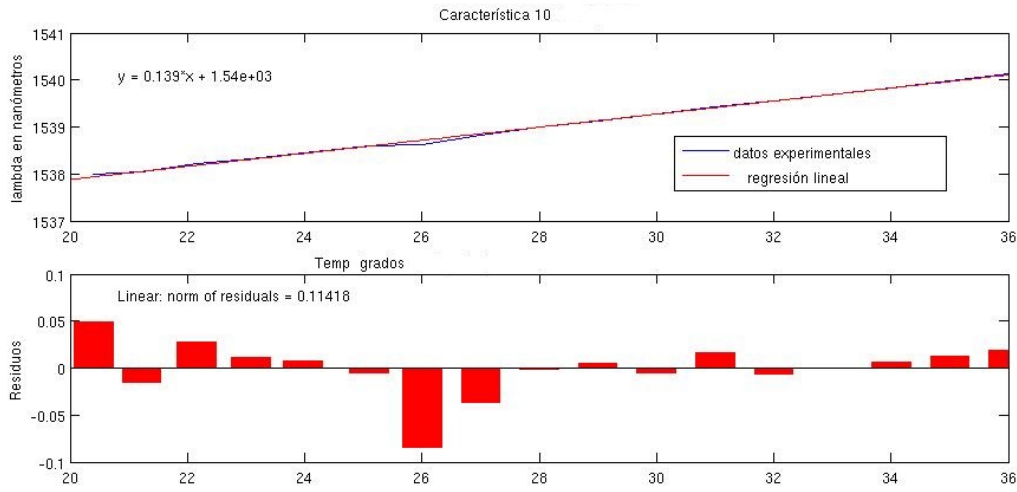


Figura 4.4: Característica térmica a 10 mA

es muy pequeño en comparación con los 4 nm de variación de longitud de emisión ( $\Delta\lambda$ ). Los datos de  $\lambda$  para  $I < 4 \text{ mA}$  se han omitido, esto es debido a que la potencia es del orden de nW (emisión espontánea) y no aportan información al modelo lineal (lo modifican quitando veracidad).

Para que la caracterización esté hecha correctamente se seguirá con la caracterización de  $\lambda$  como función de la temperatura, para ello se tomará una intensidad constante 10 mA y se hará un barrido de la temperatura de manera ascendente. (De manera análoga a la anterior). Los datos se reflejan en la figura 4.4.

La dependencia es más pronunciada si cabe («norm of residuals»  $\ll \Delta\lambda$ ).

Gracias a estas dos funciones podemos representar la función 4.3 cuyo dominio son  $I$  y  $T$  e imagen en  $\lambda$  (Es decir  $Dom(\lambda(I, T)) \subset \mathbb{R}^2$  e  $Img(\lambda(I, T)) \subset \mathbb{R}^1$ )

por tanto 4.3 se convierte en una ecuación vectorial lineal que se resuelve por mínimos cuadrados:

$$\vec{\lambda} = f(\vec{I}, \vec{T}) = \alpha \vec{I} + \beta \vec{T} + \gamma = \begin{bmatrix} \vec{I} & \vec{T} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} = \Phi \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} \iff \vec{\lambda} = \Phi \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

La ecuación 4.4 se resuelve premultiplicando por  $\Phi^{Transpuesta}$ , para dar

$$\lambda(nm) = 0,25030I + 0,13696T + 1532,721 \quad (4.5)$$

Donde  $I$  es la intensidad en miliamperios y  $T$  es la temperatura en grados Celsius. La norma de los residuos se calcula en

$$\sqrt{(\vec{\lambda}(\vec{I}, \vec{T}) - \vec{\lambda}_{experimental})^T \cdot (\vec{\lambda}(\vec{I}, \vec{T}) - \vec{\lambda}_{experimental}) / N} = 0,038087 \text{ nm} \quad (4.6)$$

La expresión 4.6 no es más que la definición del error cuadrático medio expresado en notación vectorial y representa, al igual que en los casos anteriores, cuánto se desvía la aproximación con respecto a la realidad (datos medidos en el laboratorio). Como vemos el error es menor al 1 % con respecto a  $\Delta\lambda$ . Por lo que se da por válida la hipótesis de linealidad que se había asumido al principio.

Para completar la caracterización hay que representar la característica de potencia frente a la intensidad, cuya pendiente representa la responsividad del dispositivo láser<sup>1</sup> que podemos ver en la figura 4.5.

Cabe mencionar que la emisión de potencia del VCSEL comienza a partir de 4 mA ya que para intensidades menores no hay ninguna detección del pico por parte del OSA.

<sup>1</sup>Este proceso es un ejemplo de utilización de la ecuación 2.4

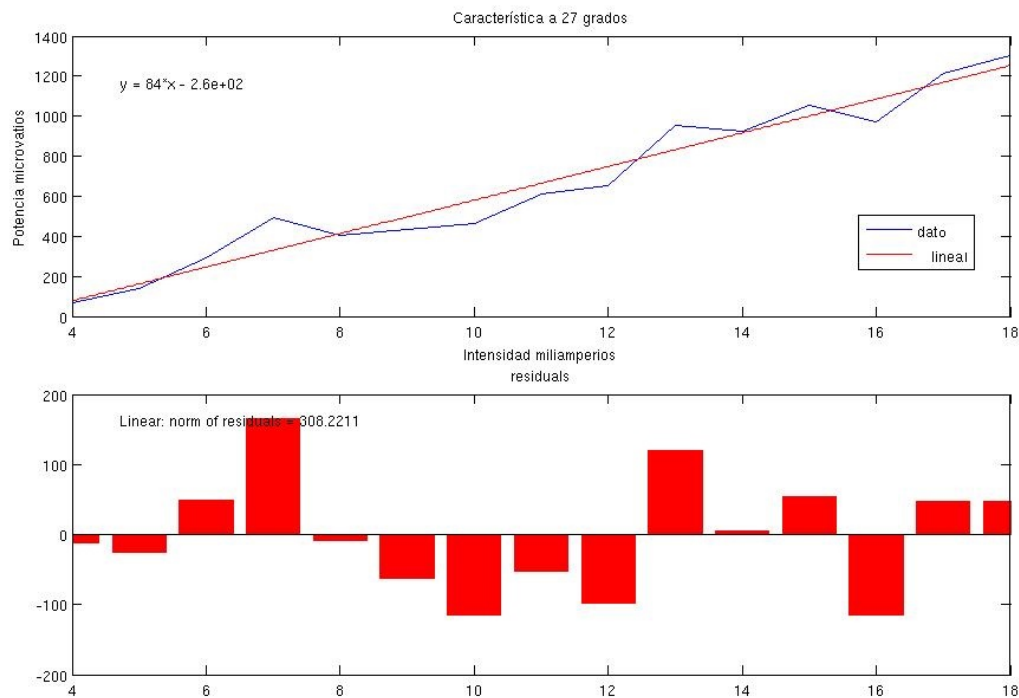


Figura 4.5: Característica de potencia-intensidad

Por otro lado las dependencias entre potencia y temperatura y, potencia y longitud de onda emitida no son concluyentes ya que la norma de los residuos es grande en comparación con las ordenadas de la gráfica 4.6.

Para la potencia en función de  $\lambda$  tampoco se observan correlaciones muy significativas de acuerdo a la figura 4.7

Para finalizar se discutirá el ancho de banda óptico del láser. Dispuestas a dicho fin se encuentran las figuras correspondientes a la salida del OSA. Dentro del rango usado los máximos y mínimos están localizados en las figuras 4.8 y 4.9.

El procedimiento consiste en observar el ancho del espectro horizontal en el eje de abscisas a una potencia igual a la mitad de la potencia de pico.

El mínimo del ancho de banda se encuentra en 60 picómetros aproximadamente y un máximo de 280 picómetros con un índice de refracción unitario.

Por ello, vemos que el ancho de banda del espectro de emisión es variable con la temperatura y la intensidad.

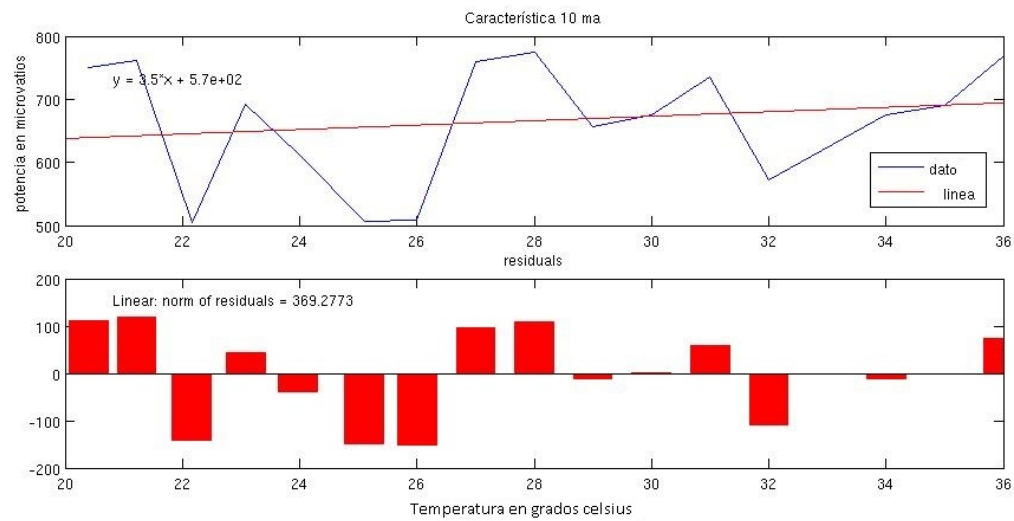
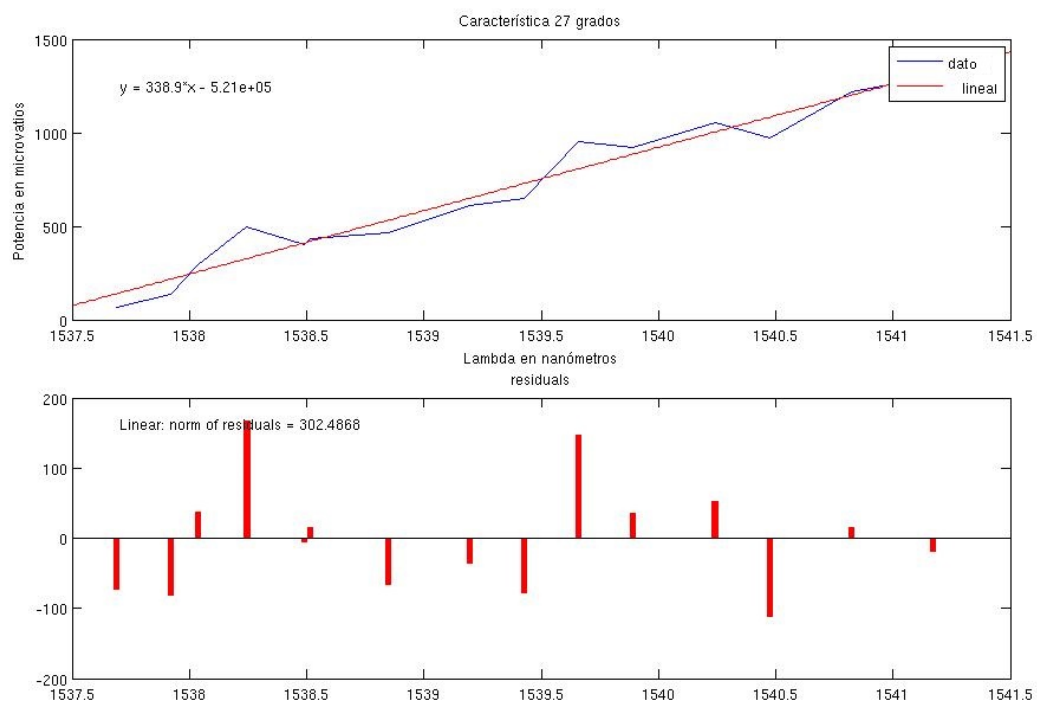


Figura 4.6: Característica potencia-temperatura

Figura 4.7: Característica  $\lambda$ -Potencia

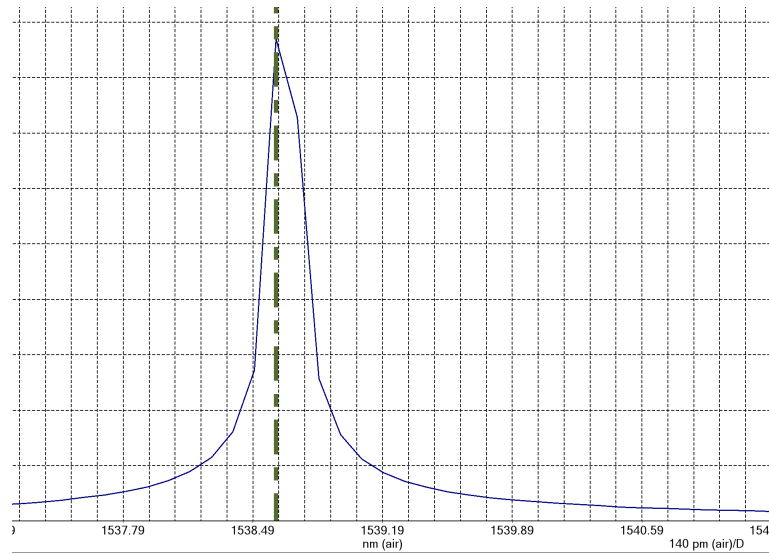


Figura 4.8: Máximo del ancho de banda a media potencia

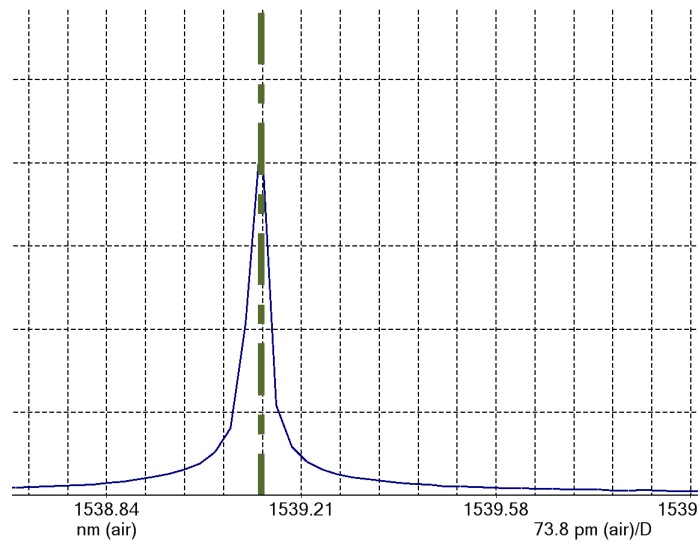


Figura 4.9: Mínimo del ancho de banda a media potencia

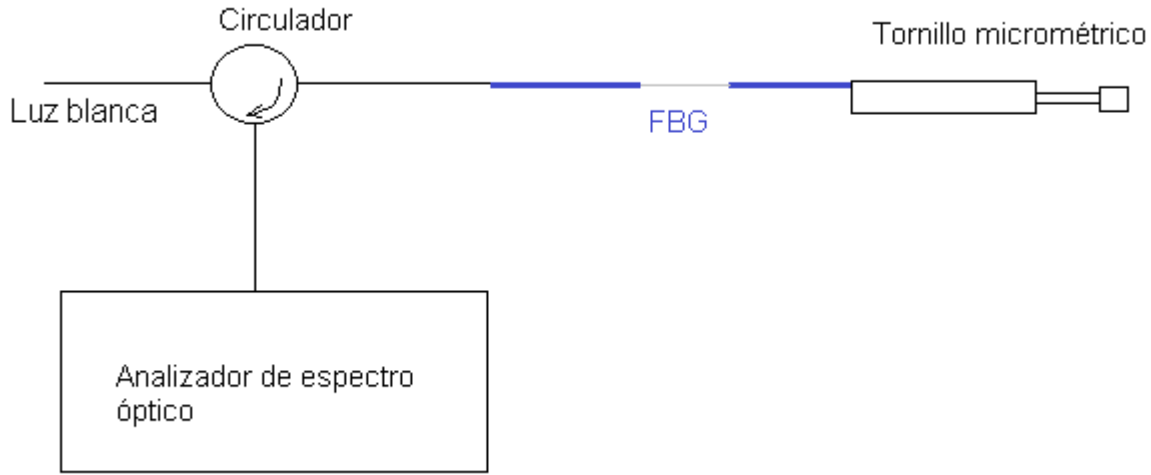


Figura 4.10: Esquemático de calibración de la FBG

### 4.3. Caracterización del sensor FBG de deformaciones

El proceso para determinar el desplazamiento de la FTO de la FBG es uno de los más importantes de este proyecto. En este capítulo se discutirá el método a seguir para determinar la sensibilidad o más generalmente la función que relaciona la deformación física de la fibra óptica con el desplazamiento del pico de la FTO en el eje  $\lambda$ .

Los pasos a seguir son los siguientes:

1. Llevar a cabo el montaje del esquemático de la figura 4.10.
2. Tensar de la fibra.
3. Variar la deformación del tornillo  $\mu m$  y registrar la nueva posición del pico de potencia en el eje  $\lambda$  de longitudes de onda. Dicha posición se puede observar en el analizador de espectro óptico. (OSA)
4. Modelar mediante el método de «*mínimos cuadrados*» de los puntos obtenidos.

Los resultados del experimento se resumen en la figura 4.11. En ésta podemos observar que el comportamiento es cuasilineal en un rango bastante amplio de deformación.

Cabe destacar que la ecuación 4.7 representa el comportamiento de la FTO ante deformaciones relativas al punto de trabajo inicial.

$$\lambda_{FTO}(\mu m) = 2,1944 \cdot 10^{-6} l(\mu m) + 1,5411 \quad (4.7)$$

Teniendo en cuenta que la longitud efectiva sobre la cual se ha realizado la prueba es conocida ( $L_0 = 0,482m$ ) podemos reescribir la expresión 4.7 en función de la deformación específica  $\varepsilon$  teniendo en cuenta que  $\varepsilon = \frac{l}{L_0}$ .

$$\lambda_{FTO}(\mu m) = 1,0577 \cdot 10^{-6} \varepsilon(\mu \varepsilon) + 1,5411 \quad (4.8)$$

Así mismo si seleccionamos el intervalo de interés  $\varepsilon \in [0\mu\varepsilon, 2500\mu\varepsilon]$  se puede observar que el sistema es más lineal que la aproximación a todo el intervalo. (Ver figura 4.12.)

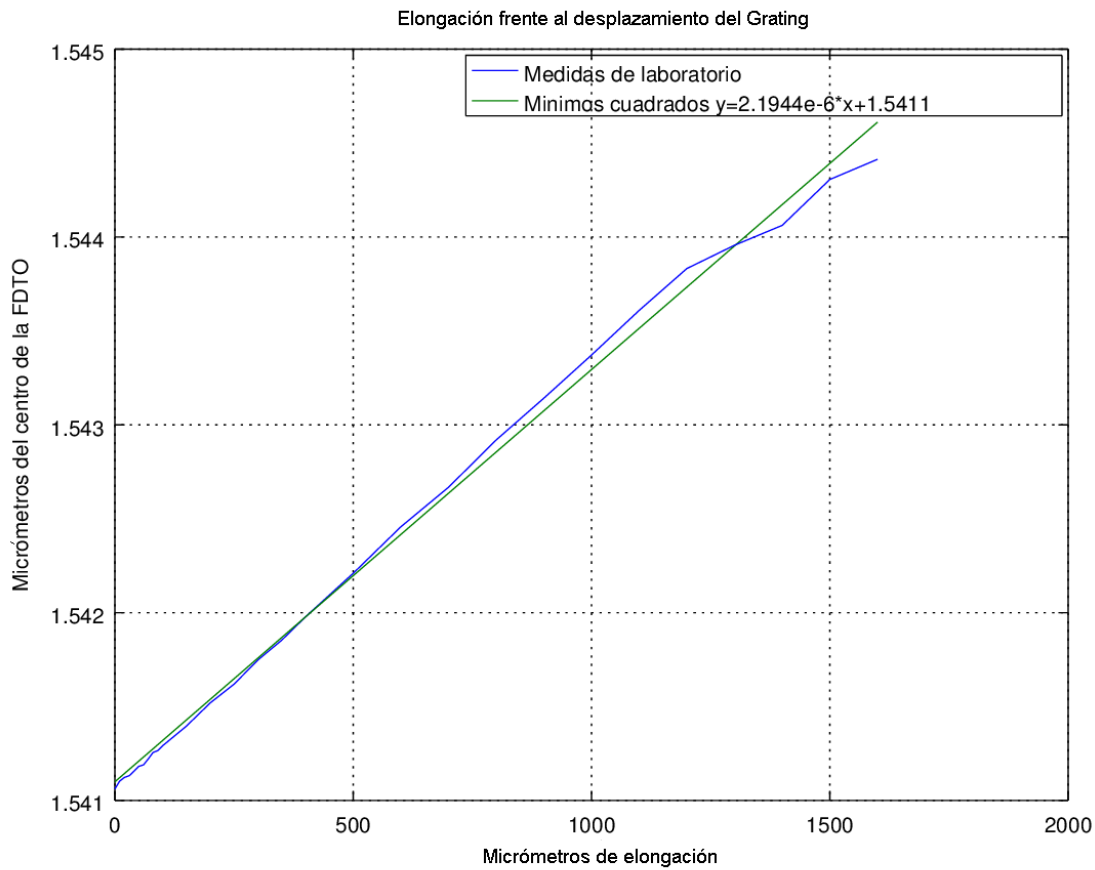


Figura 4.11: Recta característica de desplazamiento de la FTO en función de la deformación

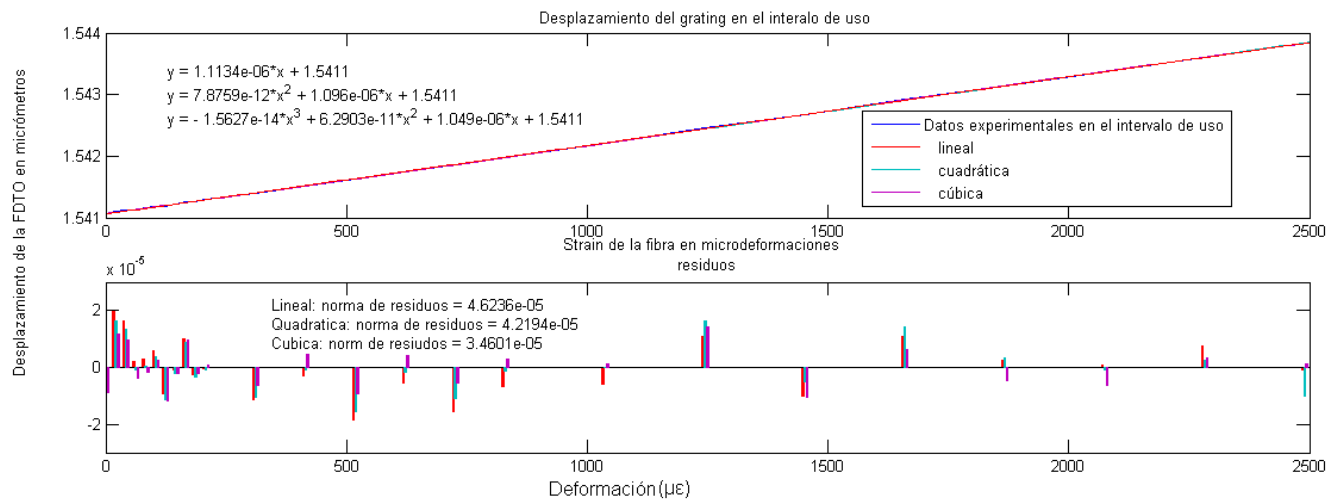


Figura 4.12: Recta característica de desplazamiento de la FTO en función de la deformación específica





## Capítulo 5

# Algoritmo de demodulación LabVIEW

La intensidad que se inyecta al láser es una señal modulada, Esto quiere decir que se le aplica una perturbación conocida al rededor de un punto de señal continua (punto de trabajo). En este caso particular la señal de perturbación del punto de trabajo es una señal con forma triangular y que por ello posee una derivada continua y constante a tramos en las rampas de subida y bajada. Con ello se consigue que la longitud de onda varíe y se desplace a lo largo de la gráfica 4.3. De tal manera que si la FTO en reflexión de la FBG se encuentra en el rango de barrido de  $\lambda$  se producirá un pico de potencia en el dominio temporal de la señal electrónica. De lo contrario se producirá una atenuación de 70 a 80 dBm de la potencia óptica, lo cual se traduce en dominio eléctrico a un voltaje nulo. Esta idea es fundamental para el entendimiento del modo de funcionamiento del sistema.

Para conseguir centrar la longitud de emisión del láser en el punto de trabajo se utilizará la ecuación 4.5 en la cual se sustituye la corriente del punto de trabajo (en este caso 10 mA). Obtenemos por tanto una temperatura del láser de 36 °C aproximadamente. Este valor se debe introducir en el controlador CLD1015 y se debe esperar a la estabilidad térmica del sistema (aproximadamente 17 s/°C de diferencia entre la temperatura de la habitación y la temperatura consigna).

Por ello las secciones anteriores están plenamente justificadas y su omisión puede llevar a inestabilidades térmicas, incertidumbre acerca del punto de trabajo del láser e incluso daño del mismo.

En la figura 5.1 se puede observar la señal medida con el osciloscopio de un canal de reflexión. En ella se observan dos picos de potencia óptica espaciados en el tiempo. Con todo ello, si la deformación de la fibra varía el desfase temporal entre estos picos de potencia también lo hará. El reto por tanto, consistirá en relacionar esta variación temporal con la deformación de la fibra.

Por otro lado, como la adquisición se hará de manera digital la señal analógica de la figura 5.1 se debe transformar a una señal binaria de unos o ceros. Esto se hace mediante las entradas del osciloscopio dispuestas a este fin. De esta manera, ajustando el nivel de disparo a un valor conocido, en nuestro caso 1 V, se obtiene una señal binaria de valor uno para todo el intervalo de tiempo en el que la señal es mayor que el nivel de disparo. Así mismo, si la señal es menor que la señal de disparo de los comparadores, se obtendrá un 0 V. Una muestra de ello es la adquisición de los tres canales conjuntos en la figura 5.2.

De esta manera, si registramos los desfases temporales entre flancos de subida, podemos relacionarlos con la posición de la longitud de onda de la FTO de la FBG y posteriormente con la deformación.

Esto se hace mediante el algoritmo de la figura 5.3.

A continuación se explican los subprocesos que constituyen el algoritmo.

- **Espera activa de señales:** En este apartado se espera la llegada de las señales desde el osciloscopio. Más concretamente, lo que se espera es un vector de enteros de 8 bits que contiene de manera codificada la información en complemento a dos.
- **Separación de señales binarias:** Se separa el vector de enteros de 8 bits en 8 vectores de booleanos.
- **Detector de flancos:** Permite registrar en que momentos del periodo los comparadores conmutan.

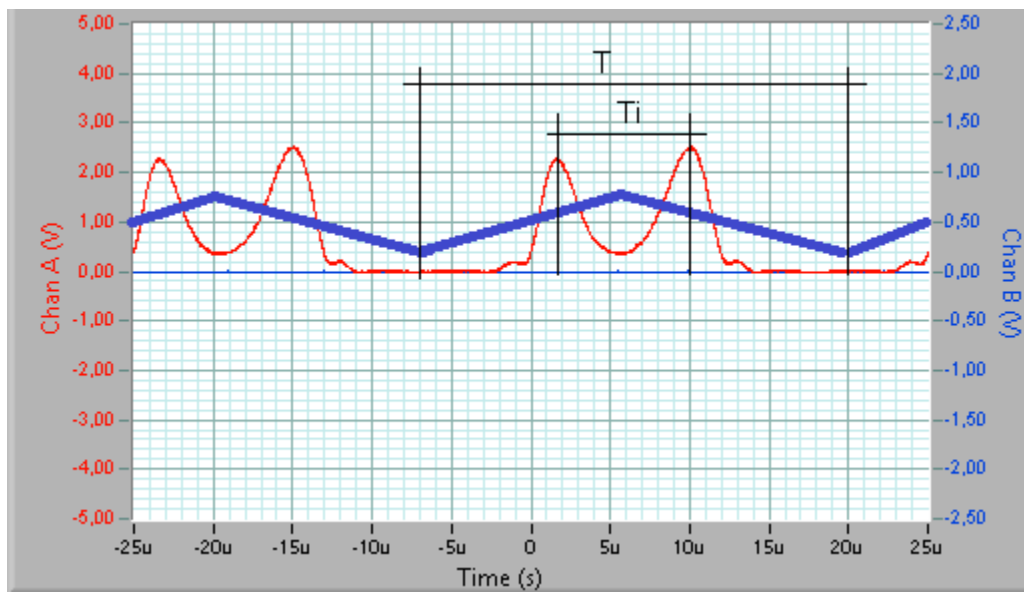


Figura 5.1: Respuesta de la FBG en reflexión con una entrada de modulación de 40kHz

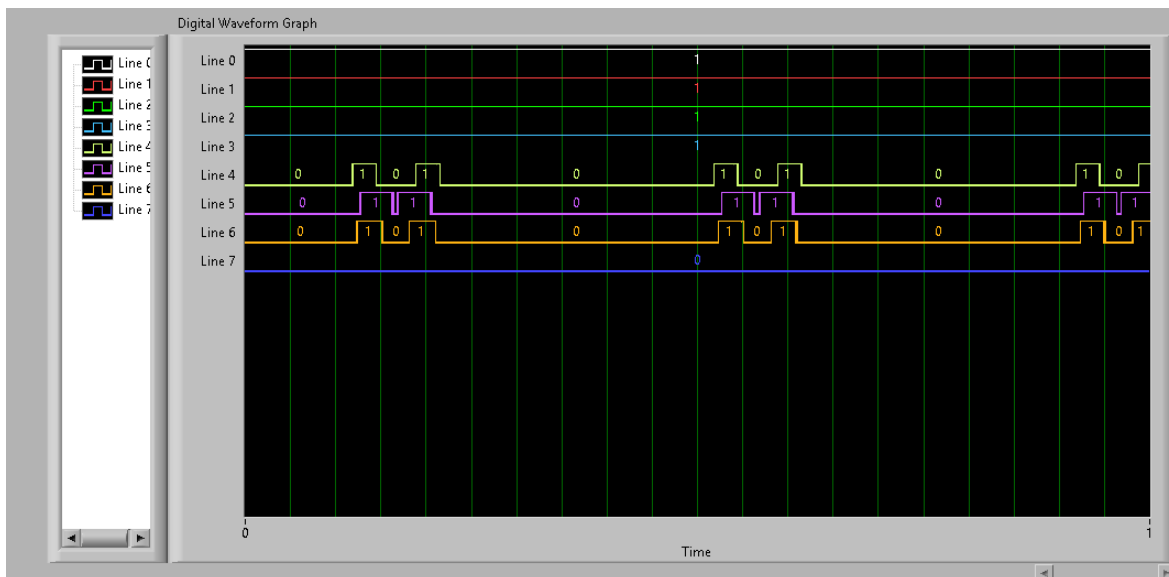


Figura 5.2: Adquisición digital de tres canales de medición

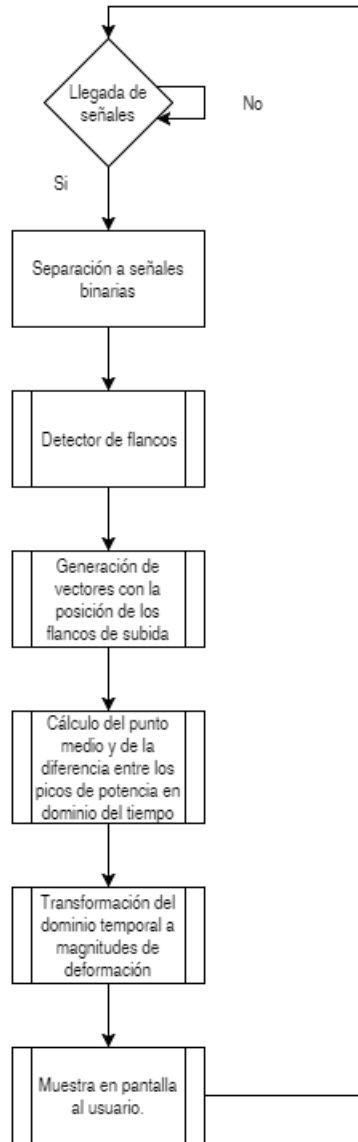


Figura 5.3: Algoritmo de demodulación de la señal

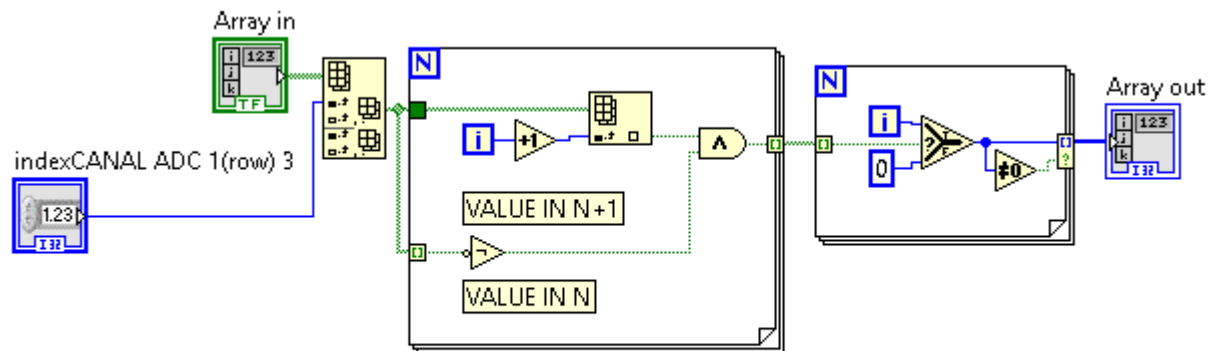


Figura 5.4: Detector de flancos

- **Generación de vectores de instantes de tiempo:** Permite cuantificar la distancia temporal entre los flancos y la posición temporal media entre los flancos. Esta última medida permite obtener el momento en el que la deformación se produce. Por ello permite el cálculo de derivadas, las cuales permiten predecir deformación y las tendencias de esta.
- **Transformación tiempo - longitud de onda - deformación:** Este bloque permite traducir los desfases a deformaciones.
- **Muestra en pantalla al usuario:** Se ha programado una interfaz visual que permite al operario visualizar las deformaciones en tiempo real con una tasa de actualización de los datos de 1 segundo.

El algoritmo se ha implementado en un lenguaje de programación de alto nivel que permite crear instrumentos virtuales complejos. Aunque el lenguaje está provisto de bloques funcionales que realizan las labores más elaboradas como detectores de flancos o promediados, la implementación de este algoritmo se realiza con operaciones discretas que permiten optimizar y agilizar el procesamiento ya que la cantidad de datos es elevada. Más concretamente se opera cada segundo sobre 100 millones de muestras.

## 5.1. Detector de flancos

Una vez separadas las señales, el detector de flancos permite determinar la posición que ocupa en el vector de 100 millones de muestras cada uno de los flancos de subida de los pulsos. La implementación se puede observar en la figura 5.4. El cual consta de dos entradas, una de ellas la matriz de booleanos y otra la fila de vectores dentro de la matriz que representa el canal de adquisición del osciloscopio (Clever Scope). Este último parámetro puede adquirir valores comprendidos entre 0 y 7. El primer bucle genera un vector cuyas componentes pueden ser unos o ceros. En caso de que se produzca un flanco ascendente, es decir que el valor de la posición  $N + 1$  del vector sea 1 y el valor de la posición  $N$  sea 0, el valor será 1 en caso contrario valdrá cero. Dicha señal llega a un segundo bucle que recopila la posición de todos los flancos de subida del vector. Finalmente este vector de posiciones es el que constituye la salida de este subinstrumento.

## 5.2. Vectores de instantes de tiempo

Una vez creado el vector de posiciones se debe tratar este vector para conseguir dos parámetros. Uno de ellos es el tiempo de pico de la señal triangular y otro la magnitud de la separación entre picos de potencia en magnitud de posiciones del vector. Ello se consigue con el instrumento de la figura 5.5

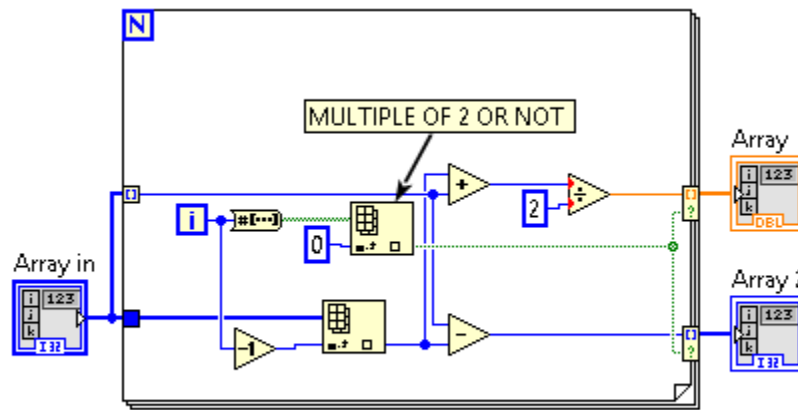


Figura 5.5: Instrumento medidor de desfase entre picos y detección del punto medio

Este instrumento toma el vector de entrada y para cada elemento analiza la resta y la suma entre el elemento  $i$ -ésimo y el anterior. Y genera dos vectores de salida uno con flotantes de doble precisión y otro con enteros de 32 bits. El primero contiene la suma de los elementos  $i$ -ésimo e  $i$ -ésimo menos uno dividida entre dos, es decir, la posición relativa del punto medio entre picos con respecto a la primera posición del vector. El segundo contiene la resta entre las posiciones de los picos que constituyen un periodo.

Para finalizar hay que destacar que las medidas de salida de este bloque se deben realizar cada periodo, de tal manera que el desfase entre un pico perteneciente a un periodo no se debe calcular con respecto a un flanco perteneciente a otro periodo. Esto se solucionaría generando una señal síncrona con la señal de excitación triangular. Pero dado que esto es una solución compleja y requiere el montaje de varios subsistemas adicionales que incrementarían el coste, se propone por ello una solución programable que elimina la necesidad de cualquier complicación adicional. Esa solución es la siguiente:

Si apreciamos que cada periodo solo tiene 2 flancos podremos advertir que la resta de desfases entre picos se produce de manera alternativa de acuerdo a la figura 5.6.

Por ello si realizamos el algoritmo anterior solo cuando  $N$  sea par no necesitaremos un reloj de sincronismo. Por ello el instrumento mostrado en la figura 5.5 solo genera los vectores de salida con valores alterados.

### 5.3. Transformación tiempo - longitud de onda - deformación

Tras obtener ambos vectores se procede a realizar una transformación de las posiciones de los flancos a magnitudes de tiempo. Esta se realiza multiplicando los vectores de salida del bloque por la inversa de la frecuencia de muestreo la cual es una salida del Clever Scope y se representa en la figura 5.7. Así mismo tras el escalado a magnitudes de tiempo se procede a escalar las magnitudes temporales a deformación diferencial. Ello se realiza mediante la ecuación  $OUT = mX + B$  donde  $m$  y  $B$  representan parámetros que se determinarán en el apartado de ecuaciones de modelado del sistema.

Se ha reproducido el algoritmo para cada uno de los canales con los que se mide. Se puede observar con ello que es paralelizable a  $N$  canales. En este caso se podrán usar un máximo de 8 canales ya que el banco de fotodetectores limita este número. Aunque en la prueba en el laboratorio se ha montado un total de 3.

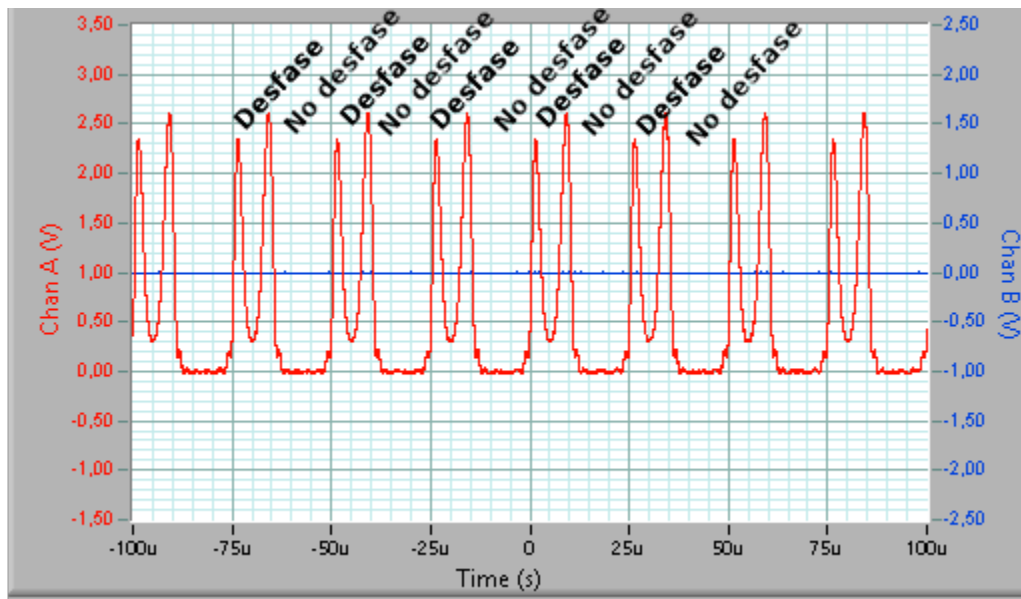


Figura 5.6: Picos de potencia en el espectro eléctrico

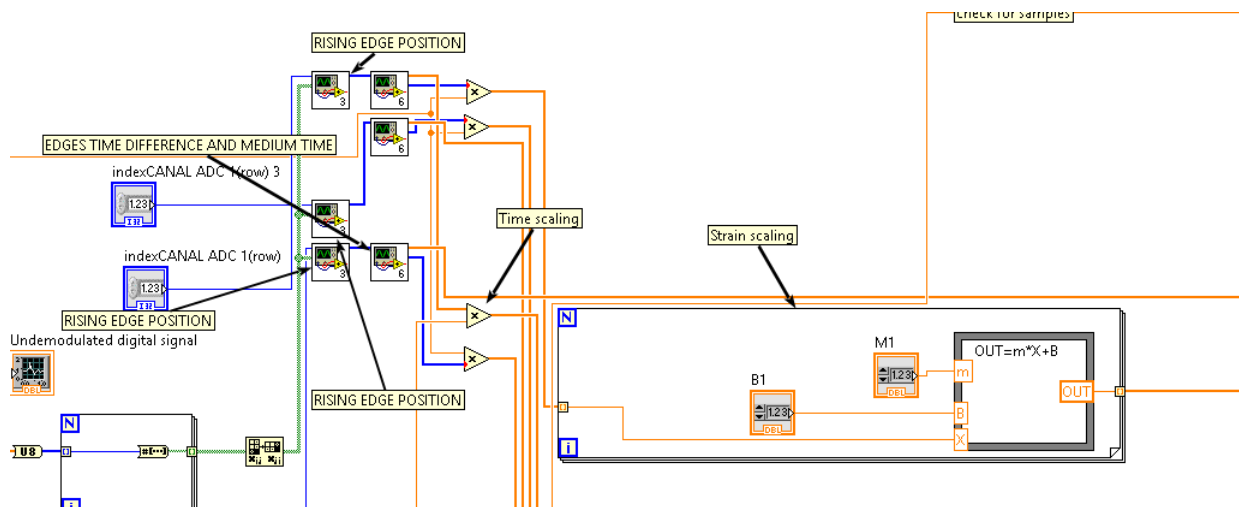


Figura 5.7: Transformación a deformación de los vectores temporales



Figura 5.8: Visión de las señales digitales

## 5.4. Interfaz gráfica de usuario

En cuanto a la manera de interactuar con el usuario se ha realizado una interfaz gráfica que permite interactuar al usuario con el sistema de instrumentación.

La interfaz consiste en cuatro pestañas que permiten configurar ciertos parámetros del sistema así como visualizar las medidas adquiridas. Esto permite que el usuario interactúe de manera cómoda con el sistema de instrumentación.

La primera pestaña se muestra en la figura 5.8, la parte superior muestra las señales digitales adquiridas con el osciloscopio de manera independiente. Así mismo, en la parte inferior se muestra la señal sin separar, es decir se representa la señal de salida del osciloscopio sin demodular los canales.

En la segunda pestaña se pueden observar las señales en magnitudes de deformación de los tres canales de la matriz de sensores. Ello se muestra en la figura 5.9. Se ha integrado la posibilidad de guardar las señales a ficheros en formato de hoja de datos. Además se ha implementado la opción de seleccionar el canal de adquisición a mostrar en la gráfica adyacente. Así como ajustar la sensibilidad y la desviación de cero de manera independiente.

En la siguiente pestaña se ha instalado un filtro digital que permite suavizar la señal de entrada. Y sus parámetros son ajustables desde la pestaña mostrada en la figura 5.10

Para finalizar, se ha implementado en la última pestaña un sistema de adquisición analógica mediante el cual se permite ajustar la escala de la visualización de la señal de deformación. Dicho sistema se puede observar en la figura 5.11.

El método de uso de la interfaz es muy simple ya que solo hay que presionar el modo «Auto» de la pestaña «Entradas analógicas», de esta manera, se pueden visualizar las señales de deformación en la pestaña «Visión demodulación de señales».

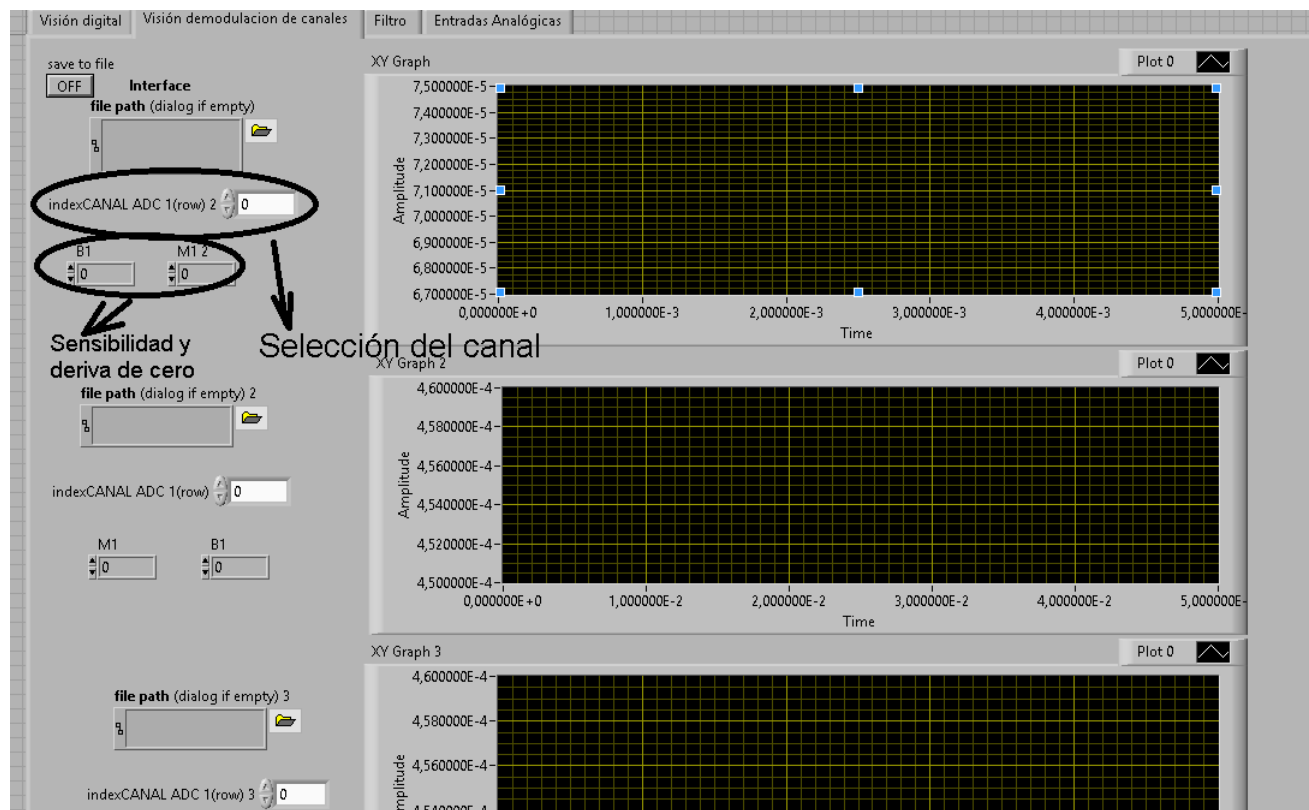


Figura 5.9: Canales de medida de la matriz de sensores

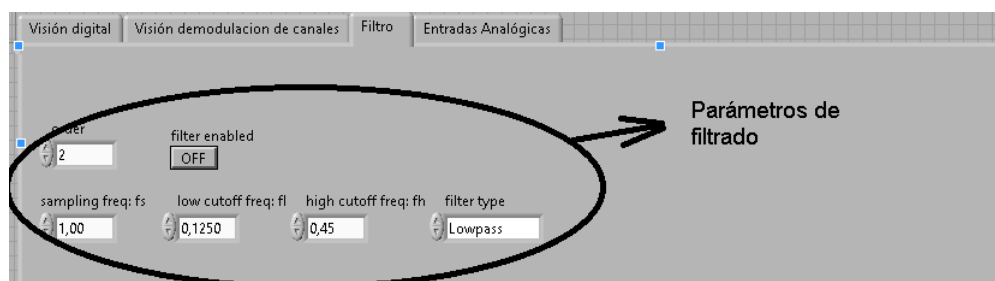


Figura 5.10: Pestaña de configuración del filtro digital



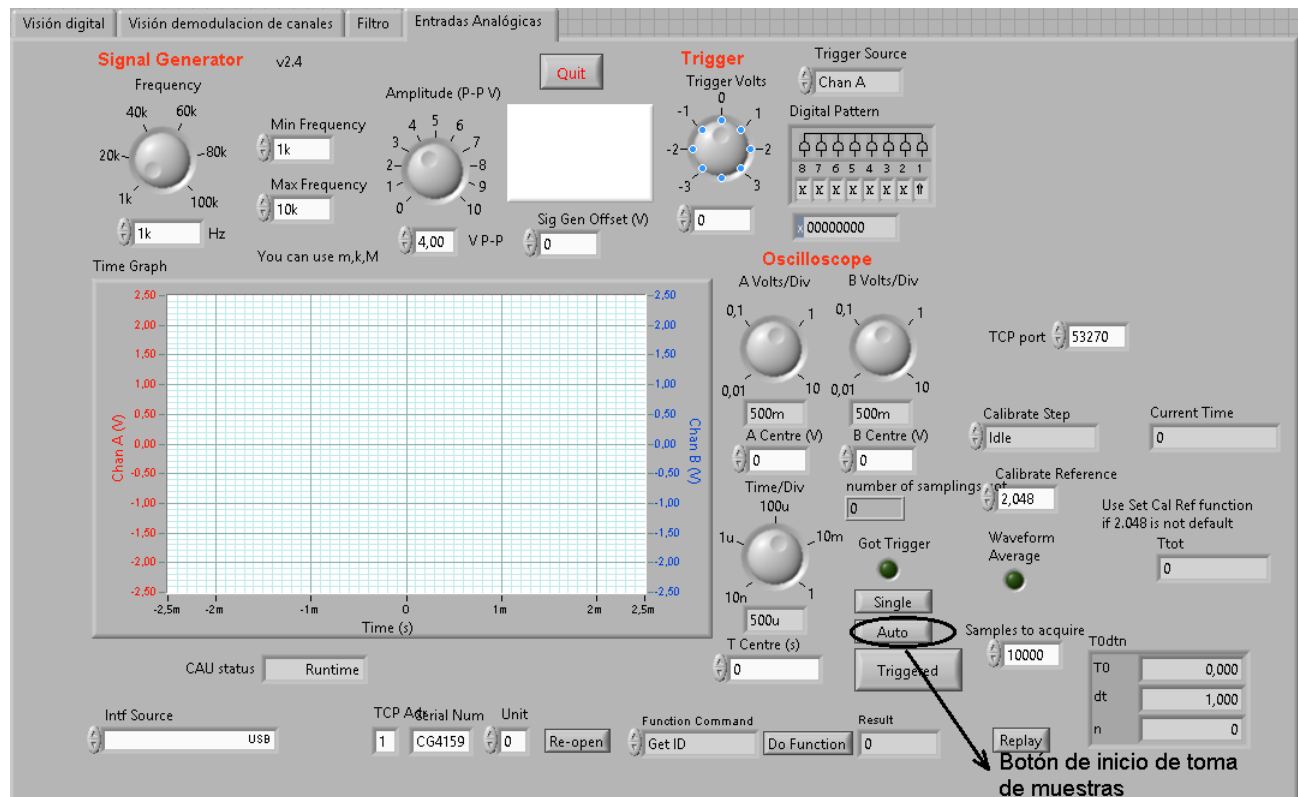


Figura 5.11: Vista de la pestaña de adquisición analógica



## Capítulo 6

# Calibración

En la figura 6.1 se muestran las señales demoduladas correspondientes a las vibraciones monitorizadas en los tres sensores simultáneamente. En ella se muestra una reconstrucción de una señal sinusoidal aplicada al excitador vibratorio que provoca una deformación sobre las tres FBG's. La frecuencia de modulación utilizada en el VCSEL es de 60kHz, es decir es posible obtener 60000 medidas de deformación en un segundo. El punto de trabajo del láser es 10 mA, con una amplitud de la rampa de 4.56 mA.

En el eje vertical representa el desfase temporal entre los picos de potencia en un periodo concreto. Por otro lado, el eje de horizontal hace referencia al punto medio del periodo para el cual se representa el desfase. Ello implica que se debe encontrar una relación entre el tiempo transcurrido entre picos de potencia y la magnitud de deformación.

Para calcular la sensibilidad en unidades de deformación con respecto al tiempo transcurrido entre picos de potencia se debe partir de la imagen 5.1. Razonando sobre ella se realiza el esquema de la figura 6.2.

Aplicando el teorema de Thales a los triángulos equivalentes con catetos  $(\lambda_{min}, \lambda_{pk})$  y  $(\lambda_{min}, \lambda_{max})$  se obtiene:

$$\frac{T_i}{T} = \frac{\lambda_{max} - \lambda_{pk}}{\lambda_{max} - \lambda_{min}} \implies T_i = \frac{\lambda_{max} - \lambda_{pk}}{\lambda_{max} - \lambda_{min}} T \quad (6.1)$$

Por otro lado sabemos las funciones con las que se comportan la FBG's son de la forma

$$\lambda_{pk} = S_{\varepsilon FBG} \varepsilon + S_{T FBG} T + \lambda_{o FBG} \quad (6.2)$$

Además el láser se comporta según

$$\lambda_{Laser} = S_{LI} I + S_{LT} T + \lambda_{oL} \quad (6.3)$$

Finalmente conocemos que la intensidad de modulación es una señal triangular cuya derivada es constante a lo largo de las pendientes que conforman un periodo. Por ello en un semiperiodo la variación de intensidad será

$$\Delta I_L = A_{Vpp} S_{CLD1015} \quad (6.4)$$

Donde  $A_{Vpp}$  es la amplitud pico-pico de la señal modulada en unidades de voltios y  $S_{CLD1015}$  es la sensibilidad de transadmitancia (150mA/V) y se extrae del cuadro 3.1.

Se quiere por tanto encontrar una función de la deformación que explique el comportamiento del desfase entre picos ( $T_i$ ) de potencia en un periodo ( $T$ ), según la figura 6.2.

Es decir

$$T_i = f(\varepsilon) \implies \Delta T_i = \Delta f(\varepsilon) \xrightarrow{\text{Aplicando límites}} \partial T_i = \partial f(\varepsilon) \implies \frac{\partial T_i}{\partial t} = \frac{\partial f(\varepsilon)}{\partial t} \quad (6.5)$$

Así mismo aplicando la regla de la cadena de la derivadas

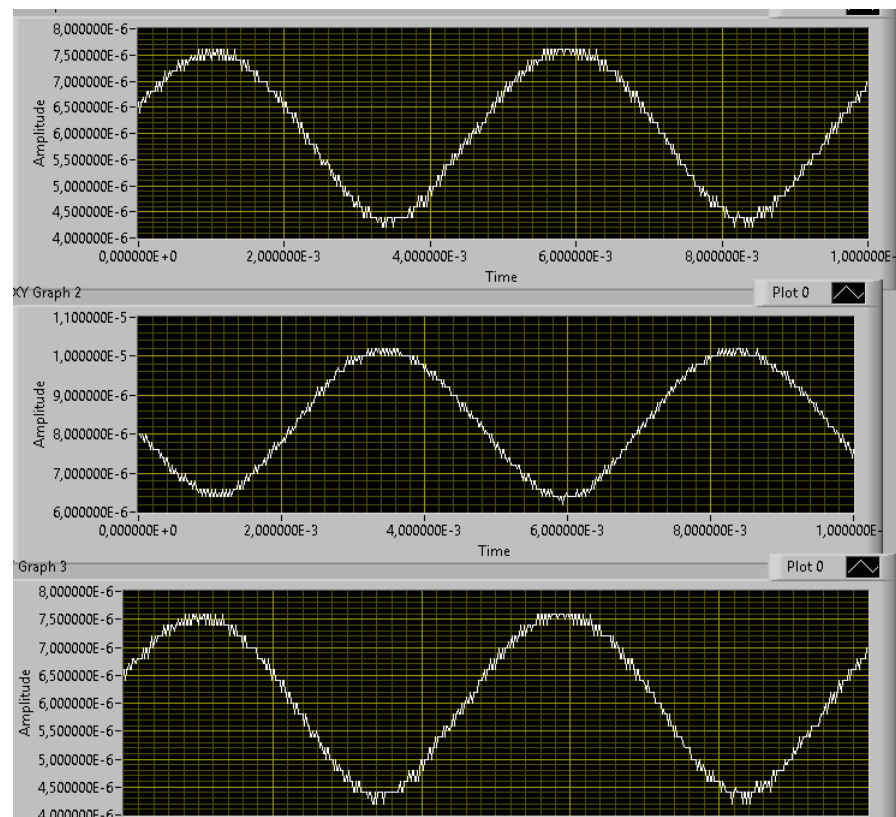


Figura 6.1: Demodulación de una señal oscilante aplicada al excitador vibratorio a 200Hz

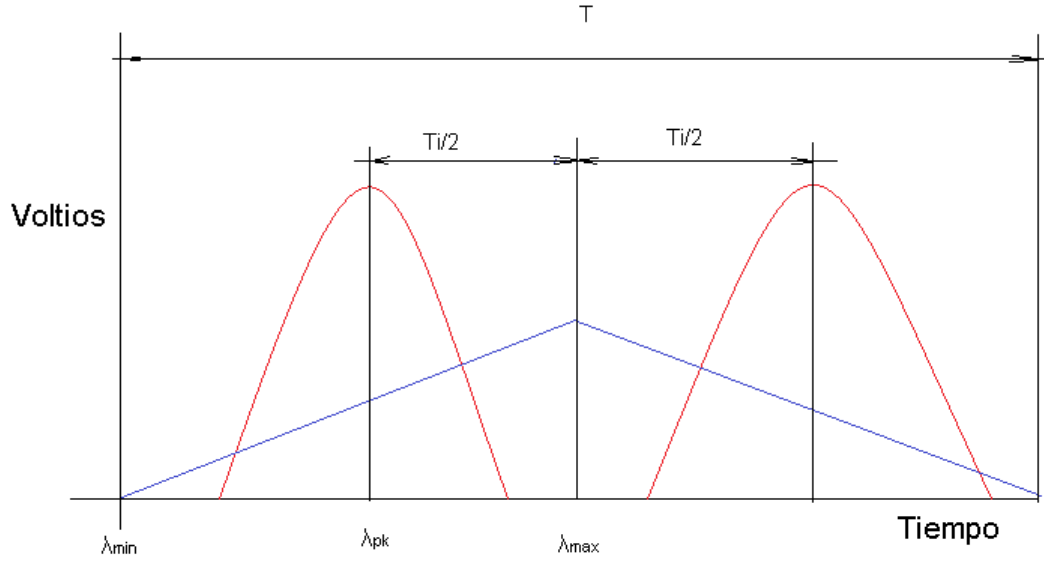


Figura 6.2: Esquema de funcionamiento de los picos de potencia frente a la triangular

$$\frac{\partial T_i}{\partial t} = \frac{\partial f(\varepsilon)}{\partial \lambda_{pk}} \frac{\partial \lambda_{pk}}{\partial t} \quad (6.6)$$

Derivando la ecuación 6.2 obtenemos:

$$\frac{\partial \lambda_{pk}}{\partial t} = S_{\varepsilon FBG} \frac{\partial \varepsilon}{\partial t} + S_{T FBG} \frac{\partial T}{\partial t} \quad (6.7)$$

De la ecuación 6.1 podemos calcular:

$$\frac{\partial f(\varepsilon)}{\partial \lambda_{pk}} = \frac{\partial T_i}{\partial \lambda_{pk}} = -\frac{T}{\lambda_{max} - \lambda_{min}} = -\frac{T}{\Delta I_L S_{LI}} = -\frac{T}{A_{Vpp} S_{CLD1015} S_{LI}} \quad (6.8)$$

Finalmente sustituyendo 6.7 y 6.8 en 6.6 se obtiene:

$$\frac{\partial T_i}{\partial t} = -\frac{T}{A_{Vpp} S_{CLD1015} S_{LI}} (S_{\varepsilon FBG} \frac{\partial \varepsilon}{\partial t} + S_{T FBG} \frac{\partial T}{\partial t}) \quad (6.9)$$

6.9 es la ecuación que relaciona el desfase entre picos con la deformación y la temperatura de la FBG. Teniendo en cuenta que la derivada de temperatura es nula, ya que la temperatura del laboratorio no varía a lo largo del experimento, 6.9 se transforma en 6.10.

$$\partial T_i = -\frac{T}{A_{Vpp} S_{CLD1015} S_{LI}} S_{\varepsilon FBG} \partial \varepsilon \quad (6.10)$$

Esta ecuación es muy importante ya que relaciona variaciones del desfase entre los picos de potencia y la variación de deformación de la FBG.



## Parte IV

# Discusión y conclusiones





## Capítulo 7

# Características del sistema

Este capítulo discuten los valores concretos de sensibilidad global del sistema. Para ello se parte de la ecuación 6.10. Tomando en cuenta que los valores de  $\frac{S_{\varepsilon FBG}}{S_{CLD1015} S_{Li}} = \text{constante} = C$  ya que las sensibilidades de los sensores, el láser y el dispositivo CLD1015 son constantes, podemos advertir que la función que representa la sensibilidad global es de la forma

$$S_{Global} = \frac{\partial T_i}{\partial \varepsilon} = -\frac{S_{\varepsilon FBG}}{A_{Vpp} S_{CLD1015} S_{Li} F_{mod}} = -\frac{C}{F_{mod} A_{vpp}} \quad (7.1)$$

Además se sabe que la frecuencia de modulación  $F_{mod} \in [1Hz, 60000Hz]$  y que según 6.4 el intervalo de amplitud de modulación seguro para el láser (que no supere las restricciones del fabricante) es de  $A_{vpp} \in [6mV, 70mV]$ . Esto implica que el producto  $F_{mod} A_{vpp} \in [0,006V/s, 4200V/s]$ . Así mismo el valor de la constante  $C = 28,171528 \mu V/\mu \varepsilon$ . En la figura 7.1 se puede observar la sensibilidad del sistema en función de la frecuencia de modulación del láser y la amplitud de modulación.

Para el caso probado en el laboratorio se ha elegido una frecuencia máxima  $60kHz$  y una amplitud de  $30,4mV$  por ello se ha obtenido una sensibilidad  $S_{Global} = 15,44 ns/\mu \varepsilon$  ya que el producto  $F_{Mod} A_{vpp} = 1824 V/s$ . La resolución es proporcional al numero de muestras por periodo. Según la ecuación:

$$N_p = F_s / F_{mod} \quad (7.2)$$

Donde  $N_p$  es el número de muestras por periodo,  $F_s$  es la frecuencia de muestreo y es impuesta por el dispositivo de adquisición. Finalmente,  $F_{mod}$  es la frecuencia de modulación. Por ello la resolución máxima se obtiene cuando la frecuencia de modulación es mínima e igual a  $1Hz$ . Así, la resolución en  $\mu \varepsilon$  se calculará

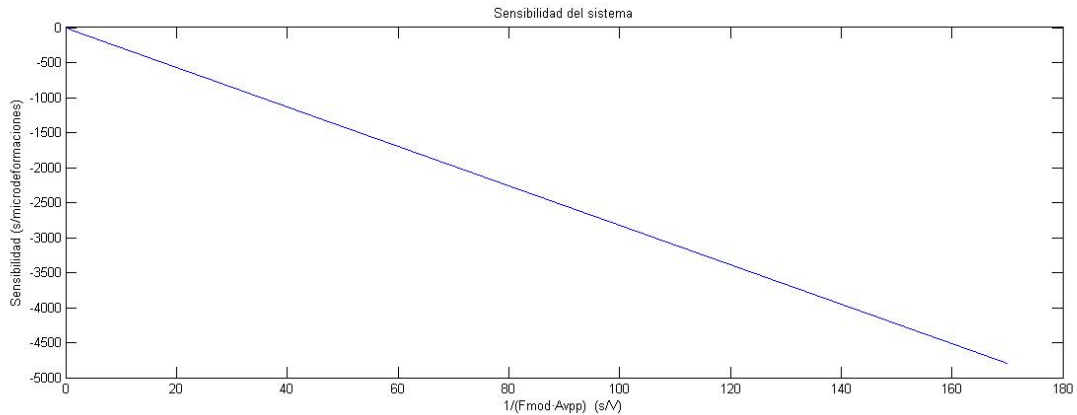


Figura 7.1: Sensibilidad del sistema en el intervalo de operación

según

$$\Delta\varepsilon_{mínima} = \frac{T}{N_p} \frac{1}{S_{Global}} = \frac{F_{mod} A_{vpp}}{N_s C} \quad (7.3)$$

Para una frecuencia de modulación  $F_{mod} = 60Khz$  obtenemos una resolución de  $\Delta\varepsilon_{mínima} \approx 0,64 \mu\varepsilon$

El «span» o fondo de escala es el máximo intervalo que el sistema puede medir. En el caso que nos ocupa esta magnitud corresponde al máximo de desfase temporal entre los picos de potencia. Es decir cuando el desfase es T. Por tanto podemos expresar el fondo de escala como

$$\Delta\varepsilon_{span} = T S_{Global} = \frac{A_{vpp}}{C} \quad (7.4)$$

Es decir que el fondo de escala es directamente proporcional a la amplitud de modulación. Si se toma un intervalo de  $A_{vpp} = 70mV$ . Se obtiene que  $\Delta\varepsilon_{span\ máximo} = 2484 \mu\varepsilon$

## Capítulo 8

# Discusión de resultados

Se ha conseguido un sistema que mide deformaciones en un intervalo de 0 a  $2484\mu\epsilon$  con una resolución variable mejor que  $1\mu\epsilon$ . Con ello se cumplen los objetivos enunciados en la introducción. No obstante hay que mencionar algunas limitaciones debidas a los componentes.

### 8.1. Limitación ancho de banda / resolución

Si la amplitud de vibraciones está en el rango de la resolución seleccionada mediante el producto  $F_{mod}A_{vpp}$  habrá discontinuidades en la reconstrucción de la señal. Esto ocurre suele ocurrir en la observación vibraciones de mayor frecuencia ya que requiere mayor frecuencia de modulación y en consecuencia peor resolución. Un ejemplo de medida de impacto realizada de manera incorrecta es la figura 8.1. En la cual se observa una reconstrucción parcial de una señal sinusoidal a 200Hz.

Este suceso se produce porque el tamaño de  $\Delta\epsilon_{mínima}$  es comparable con la amplitud de la señal sinusoidal con la que se excita el altavoz. Para solventar este problema se debe disminuir la frecuencia de modulación. Se esta manera se aumenta la precisión disminuyendo consecuentemente  $\Delta\epsilon_{mínima}$ . Así, la distorsión armónica de la señal disminuye haciendo posible realizar medidas de manera correcta. (Ver figura 8.2)

### 8.2. Solapamiento de las FTO's

Uno de los requisitos que se necesitan para que el sistema funcione es que la FTO se encuentre en el tramo de barrido del láser. Esto se consigue utilizando unos sensores FBG con la misma longitud de onda en reflexión. Así mismo si no se dispone de unas FBG's con longitud de onda similar, se puede tensar la fibra

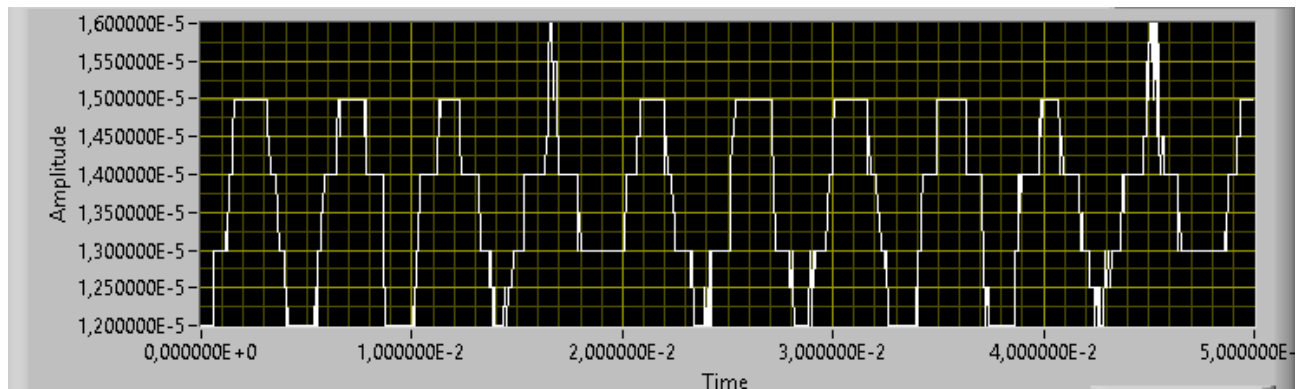


Figura 8.1: Ejemplo de medida de impacto realizado de manera incorrecta

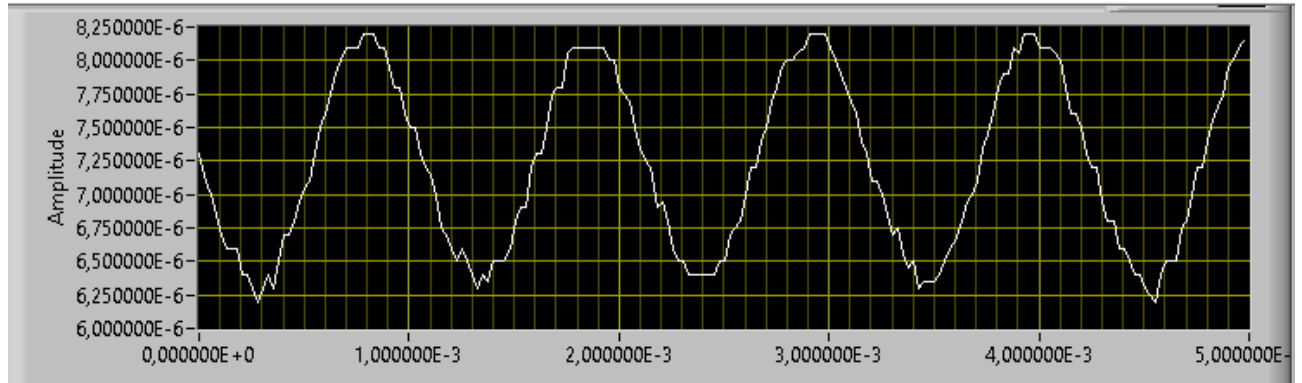


Figura 8.2: Ejemplo de medida de impacto realizado de manera correcta con un armónico a 900 Hz



Figura 8.3: Errores de poicionamiento de las FTO's

para que la FTO se desplace hasta el punto deseable. Para observar este tipo de anomalías en los canales disponemos de la ventana de «Visión digital» de la interfaz gráfica (Ver figura 5.8). Así mismo, la manera correcta de adquirir las deformaciones en representa en la parte superior de la figura 8.3. En la parte central se representa una manera incorrecta de medir ya que la FTO se encuentra en el extremo de la rampa de intensidad y por ello no hay dos picos de potencia. Para finalizar, en la parte inferior de la misma figura se puede observar una situación en la que el barrido se está realizando fuera del rango de la FTO de la FBG. Para solucionarlo, hay que variar la temperatura del láser.

### 8.3. Análisis de precisión numérica

Este apartado permite evaluar el error cometido debido a la precisión numérica en los valores de los parámetros que intervienen en la función sensibilidad del sistema (ecuación 7.1). Por ello para la discusión de este apartado se parte de esa expresión. Así aproximamos la variación de la sensibilidad por su diferencial total podemos expresar el error como

$$\Delta \|S_{global}\| = \Delta \left\| -\frac{S_{\varepsilon FBG}}{A_{Vpp} S_{CLD1015} S_{LI} F_{mod}} \right\| \quad (8.1)$$

$$\begin{aligned} \Delta \|S_{global}\| = & \Delta A_{Vpp} \frac{\partial \|S_{global}\|}{\partial A_{Vpp}} + \Delta S_{CLD1015} \frac{\partial \|S_{global}\|}{\partial S_{CLD1015}} + \Delta S_{LI} \frac{\partial \|S_{global}\|}{\partial S_{LI}} + \\ & \Delta F_{mod} \frac{\partial \|S_{global}\|}{\partial F_{mod}} + \Delta S_{\varepsilon FBG} \frac{\partial \|S_{global}\|}{\partial S_{\varepsilon FBG}} \end{aligned} \quad (8.2)$$

Si evaluamos las derivadas parciales de la expresión 8.2 obtenemos

Magnitud	Valor
$A_{Vpp}$	0.0302 V
$\Delta A_{Vpp}$	0.0001 V
$S_{CLD1015}$	150 mA / V
$\Delta S_{CLD1015}$	5 % 150 mA / V
$S_{LI}$	0.25030 nm / mA
$\Delta S_{LI}$	0.000005 nm / mA
$F_{mod}$	60000 Hz
$\Delta F_{mod}$	1Hz
$S_{\varepsilon FBG}$	$1.1134 \cdot 10^{-3}$ nm / $\mu\varepsilon$
$\Delta S_{\varepsilon FBG}$	$5 \cdot 10^{-8}$ nm / $\mu\varepsilon$

Cuadro 8.1: Punto de trabajo elegido en el laboratorio

$$\begin{aligned} \Delta \|S_{global}\| = & \Delta A_{Vpp} \left\| -\frac{S_{\varepsilon FBG}}{A_{Vpp}^2 S_{CLD1015} S_{LI} F_{mod}} \right\| + \Delta S_{CLD1015} \left\| -\frac{S_{\varepsilon FBG}}{A_{Vpp} S_{CLD101}^2 S_{LI} F_{mod}} \right\| + \\ & \Delta S_{LI} \left\| -\frac{S_{\varepsilon FBG}}{A_{Vpp} S_{CLD1015} S_{LI}^2 F_{mod}} \right\| + \Delta F_{mod} \left\| -\frac{S_{\varepsilon FBG}}{A_{Vpp} S_{CLD1015} S_{LI} F_{mod}^2} \right\| + \Delta S_{\varepsilon FBG} \left\| \frac{1}{A_{Vpp} S_{CLD1015} S_{LI} F_{mod}} \right\| \end{aligned} \quad (8.3)$$

La expresión 8.3 refleja las variaciones de la sensibilidad en función de las pequeñas variaciones de los parámetros de los que depende. Si evaluamos esta expresión en un punto de trabajo podremos determinar que variaciones son esperables en la sensibilidad global del sistema. Cabe mencionar que la incertidumbre de la sensibilidad global aumenta si las incertidumbres de sus parámetros aumentan. Vemos por otro lado que si la frecuencia o la amplitud de modulación aumentan también lo hace la incertidumbre.

Si particularizamos la expresión 8.3 en el punto de trabajo utilizado en el laboratorio. (Ver cuadro 8.1) Se obtiene un error relativo al valor de  $S_{global}$  es decir

$$\frac{\Delta \|S_{global}\|}{\|S_{global}\|} \cdot 100 = 1\% \quad (8.4)$$

Esto quiere decir que a máxima frecuencia el sistema tiene un error del 1 % referido al mínimo paso en cada caso  $\Delta\varepsilon_{mínima} = 0,64\mu\varepsilon$ .

A la vista de los resultados se debe mencionar:

- La sensibilidad del sistema es constante a lo largo de todo el intervalo. Siendo inversamente proporcional al producto  $F_{Mod} A_{vpp}$
- El error de precisión debido al error limitante «limiting error» es del 1 % y está determinado en su mayor parte por la incertidumbre de la ganancia de transconductancia de modulación.

Por ello si se desea obtener más precisión se debe utilizar una fuente de modulación con menor error en la sensibilidad de modulación. Ya que éste, es un error sistemático y por tanto evitable.



## Capítulo 9

# Conclusiones y trabajo futuro

En este proyecto se ha conseguido un sistema de instrumentación basado en sensores FBG que permite adquirir deformaciones a una frecuencia de hasta 60000 muestras por segundo con una resolución de  $0,64 \mu\epsilon$ . Se ha utilizado un prototipo de láser VCSEL, se ha adaptado y acondicionado como fuente sintonizable en longitud de onda. Se ha conseguido dar usabilidad completa al sistema mediante la programación de una interfaz gráfica. Con la implementación actual está listo para ser instalado y utilizarlo en la monitorización de ensayos de impacto o en la medida de vibraciones de estructuras. Una de las principales aportaciones es haber dotado al sistema de medida de múltiples canales de interrogación de sensores FBG en paralelo.

Este proyecto ha combinado fotónica, instrumentación, circuitos electrónicos y procesamiento de señal. Por otra parte su enfoque a la aplicación establece un marco multidisciplinar que incluye además la configuración mecánica del experimento y la instalación de los sensores de fibra óptica. Entre los diferentes trabajos realizados se pueden destacar:

- Diseños electrónicos e implementación para conexión del VCSEL, bias-tee, modulación, interconexión y alimentación.
- Control de temperatura del VCSEL y diseño mecánico - térmico.
- Integración de componentes, dispositivos y subsistemas para el sistema final.
- Diseño de algoritmo de adquisición y procesado de datos.
- Calibración y medidas con el sistema completo.

A la vista de los resultados y de las conclusiones expuestas anteriormente, se puede advertir que una de las limitaciones de este sistema es el rango de barrido del VCSEL, que obliga a ajustar inicialmente los sensores FBG. Sin embargo, la velocidad de barrido es potencialmente superior a la de otras fuentes sintonizables en este rango de medida. Una posibilidad de trabajo futuro es implementar un mecanismo de autocalibración, en el cual es posible incluir un ajuste de temperatura a frecuencia más lenta para establecer la longitud de onda central del rango de barrido. Adicionalmente, como mejoras del sistema es posible paliar la otra limitación encontrada en la precisión del sistema, actualmente dominada por el error relativo de la fuente CLD1015.

Una segunda propuesta de trabajo futuro es integrar la detección y el procesamiento para obtener directamente una señal proporcional a la deformación previa a la adquisición de datos. En este sistema se incluiría en un mismo circuito electrónico la fuente de corriente, modulación, fotodetección y procesamiento basado en PWM o en detección de fase.

Por último como línea de trabajo futuro se propone la evolución hacia sistemas de medida potencialmente más rápidos y de mayor sensibilidad. En el anexo D [18] se incluye un sistema basado en un generador de peines de frecuencia ópticos utilizado para la interrogación rápida de sensores FBG.





## Apéndice A

### Presupuesto del proyecto

En este apartado se discute el coste del proyecto de la parte técnica (presupuesto del proyecto técnico) cuadro A.1 y A.2 así como la parte de salarios y amortizaciones (en los cuadros A.3 y A.4 respectivamente). Así mismo se puede observar que el presupuesto total del proyecto es de unos 13000 euros.

En la figura A.1 se puede ver las proporciones de los costes con respecto al total. Se debe mencionar que la mayoría del presupuesto está dedicado al pago de sueldos (81 %).

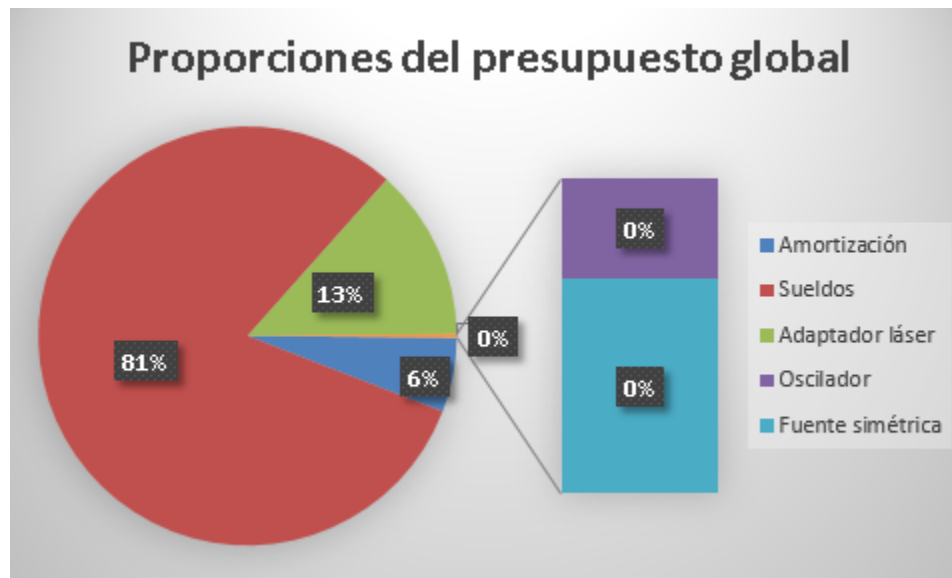


Figura A.1: Proporciones del presupuesto

Código	Unidad	Descripción	Medición	Precio unitario	Precio total
<b>1</b>		<b>PLACA ADAPTADORA VCSEL</b>			
1.1	ud.	<b>Láser VCSEL</b> Láser de cavidad vertical que permitirá realizar los barridos de intensidad. Con una longitud de emisión de 1,54 micrómetros	1	1.600,00 €	1.600,00 €
1.2	ud.	<b>Circuito impreso</b> En el se alojará el conjunto de dispositivos una vez montado.	5	10,00 €	50,00 €
1.3	ud.	<b>Resistencia NTC</b> Resistencia de 30 Kohmios a 25°C con un coeficiente de 4,4% de variación de temperatura. Termistor NTC Epcos, Resistencia 30kΩ, constante 3s, 18mW, 0.8 Dia. x 1.4mm	4	4,00 €	16,00 €
1.4	ud.	<b>Bobina bias-T</b> Inductor de montaje en superficie bobinado Murata, 220 nH, ±5%, núcleo de Núcleo no magnético, apantallado 0805 para la bobina	3	0,05 €	0,15 €
1.5	ud.	<b>Condensador bias-T</b> Condensador cerámico multicapa, Kemet 1 microfaradio, ±10%, 50V dc SMD X7R dieléctrico, Carcasa 1210	3	0,05 €	0,15 €
1.6	ud.	<b>Resistencia bias-T 47 ohmios</b> Resistencia bias-T 47 ohmios para montaje superficial	3	0,05 €	0,15 €
1.7	ud.	<b>Resistencia bias-T 10ohmios</b> Resistencia bias-T 10 ohmios para montaje superficial	3	0,05 €	0,15 €
1.8	ud.	<b>Módulo peltier</b> Modulo peltier de 14x14 mm 10 w	1	27,00 €	27,00 €
1.9	ud.	<b>Tornillos y tuercas</b> Tornillos y tuercas de métrica M-2 de acero.	4	0,04 €	0,16 €
1.10	ud.	<b>Kid de piezas metálicas</b> Piezas metálicas de unión que constituyen el sistema térmico	1	20,00 €	20,00 €
1.11	ud.	<b>Tiras de pines</b> Pines para el conexionado a la fuente de corriente.	2	0,60 €	1,20 €
<b>Total capítulo</b>					<b>1.714,96 €</b>

Cuadro A.1: Presupuesto de la placa adaptadora

Código	Unidad	Descripción	Medición	Precio unitario	Precio total
<b>2 OSCILADOR DE ONDA TRIANGULAR</b>					
2.1	ud.	<b>Amplificador operacional de altas prestaciones</b>			
		Amplificador operacional de altas prestaciones AD 817	2	5,00 €	10,00 €
2.2	ud.	<b>Resistencias varias</b>			
		Resistencias varias	1	0,50 €	0,50 €
2.3	ud.	<b>Reguladores de tensión</b>			
		Reguladores de tensión LM7808 y LM7908	2	0,50 €	1,00 €
2.4	ud.	<b>Condensador</b>			
		Condensador 1 nF cerámico	1	0,10 €	0,10 €
<b>Total capítulo</b>					<b>11,60 €</b>
<b>3 Fuente simétrica</b>					
3.1	ud.	<b>Transformador</b>			
		Transformador de 6 VA Con 2 devanados en el primario y dos devanados en el secundario de relación 12/110	1	15,00 €	15,00 €
3.2	ud.	<b>Diodos N5400</b>			
		Para rectificación y protección	6	0,10 €	0,60 €
3.3	ud.	<b>Reguladores lineales de tensión</b>			
		Lm7805 y Lm 7905	2	0,50 €	1,00 €
3.4	ud.	<b>Condensadores de 2 microfaradios</b>			
		Condensadores de 2 microfaradios electrolíticos	2	0,10 €	0,20 €
3.5	ud.	<b>Condensadores de 4700 microfaradios</b>			
		Condensadores de 4700 microfaradios electrolíticos	2	4,00 €	8,00 €
3.6	ud.	<b>Conectores</b>			
		Conectores de 2 y 3 entradas	2	0,20 €	0,40 €
3.6	ud.	<b>Resistencia de drenaje 500 ohmios</b>			
		Resistencia de 500 ohmios y 1/4 de vatio	2	0,10 €	0,20 €
<b>Total capítulo</b>					<b>25,40 €</b>

Cuadro A.2: Presupuesto del oscilador de onda triangular y de la fuente simétrica

Categoría	Horas/día	Días	Tiempo dedicado (horas)	Coste unitario (por hora)	Coste total
Estudiante	4,00	120,00	480,00	16,50	7920,00
Doctor	2,50	20,00	50,00	28,00	1400,00
Doctor	2,50	16,00	40,00	28,00	1120,00
Total salarios					10440,00

Cuadro A.3: Presupuesto estimativo de los salarios

Amortizaciones					
Nombre del equipo	Precio del equipo nuevo	Tiempo de amortización (meses)	Tiempo de utilización del equipo (meses)	Porcentaje de utilización (%)	Coste de la amortización
Clever Scope	2500,00	24,00	6,00	40,00	250,00
PC portátil	600,00	24,00	6,00	100,00	150,00
OSA Yokogawa	40000,00	180,00	6,00	10,00	133,33
Circulador de 4 canales con sç	6000,00	36,00	3,00	25,00	125,00
Fuente de corriente CLD1015	2000,00	60,00	6,00	20,00	40,00
Fibras FBG x4	500,00	24,00	6,00	25,00	31,25
Excitador mecánico	100,00	24,00	6,00	25,00	6,25
Prototipo con fotodiodos de detección	500,00	24,00	1,00	25,00	5,21
Tornillo micrométrico	50,00	12,00	1,00	10,00	0,42
Total amortizado					741,46

Cuadro A.4: Presupuesto estimativo de las amortizaciones de los equipos

En la figura A.2 se puede observar el diagrama de Gantt del proyecto con las fechas de inicio y la duración en días de cada subproceso.

En dicha figura se observa que el proceso más restrictivo es el de documentación del proyecto. Así mismo, cabe mencionar que ciertas tareas se llevaron a cabo de manera concurrente con el objetivo de aumentar la productividad.

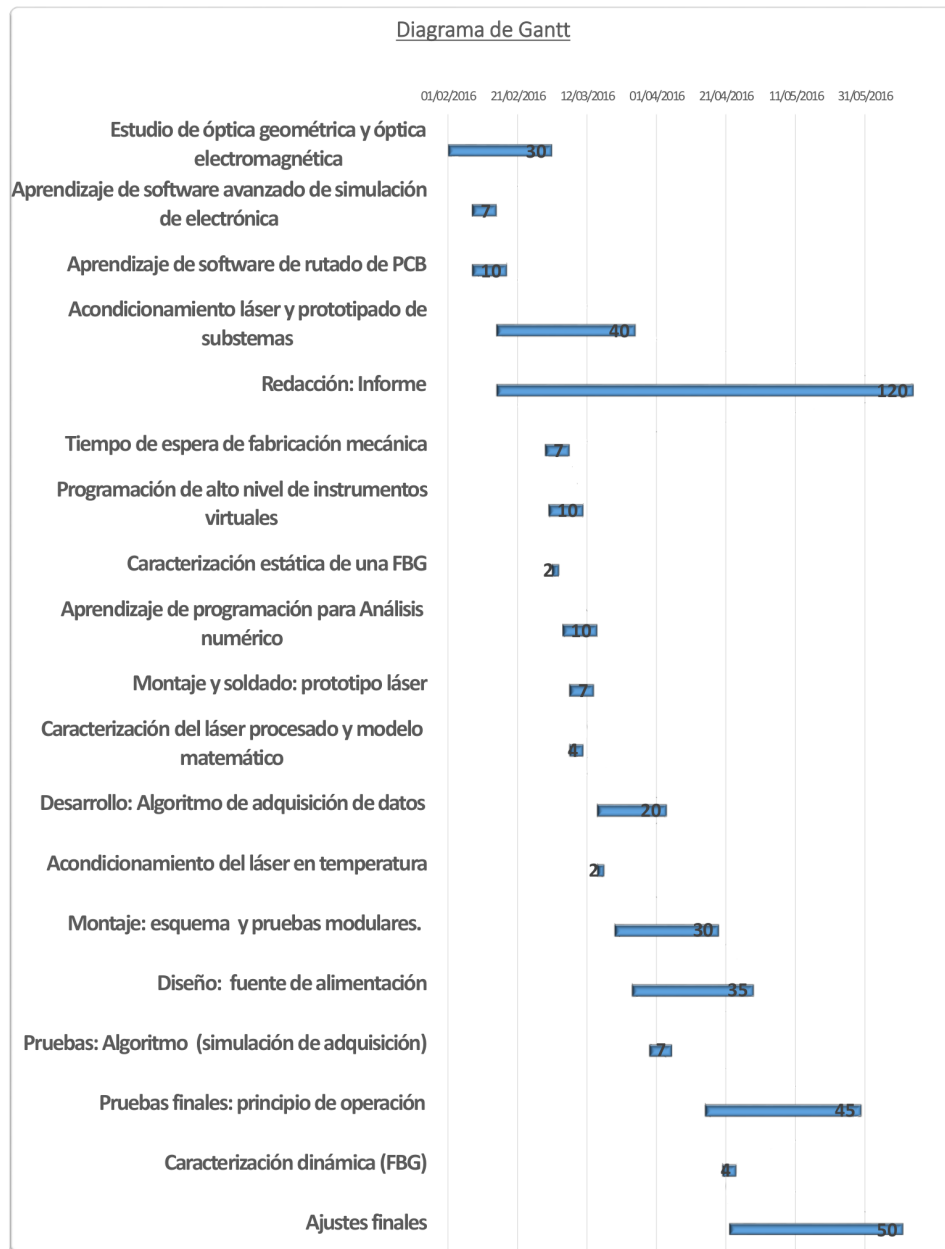


Figura A.2: Diagrama de Gantt del proyecto



## Apéndice B

### Planos de diseño mecánico

En este apartado se muestran los planos relativos al modelo final de la implementación mecánica. Para el cual se han necesitado un total de dos piezas una con forma de escuadra a  $90^{\circ}$  y otra rectangular que está provista de dos orificios roscados de métrica dos (M-2). La unión entre las piezas y el módulo peltier se realiza mediante pegamento térmico.

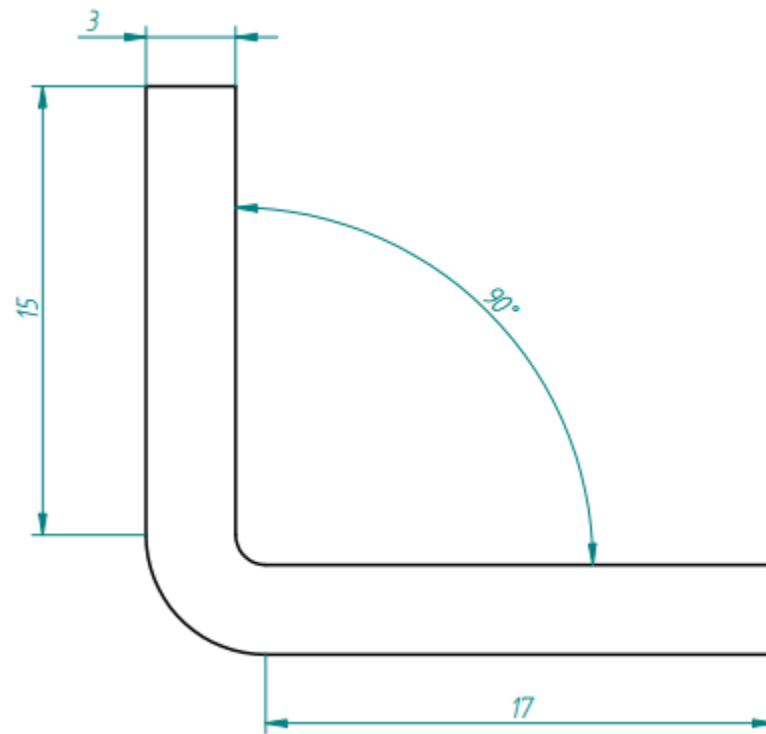


Figura B.1: Pieza en escuadra a 90°

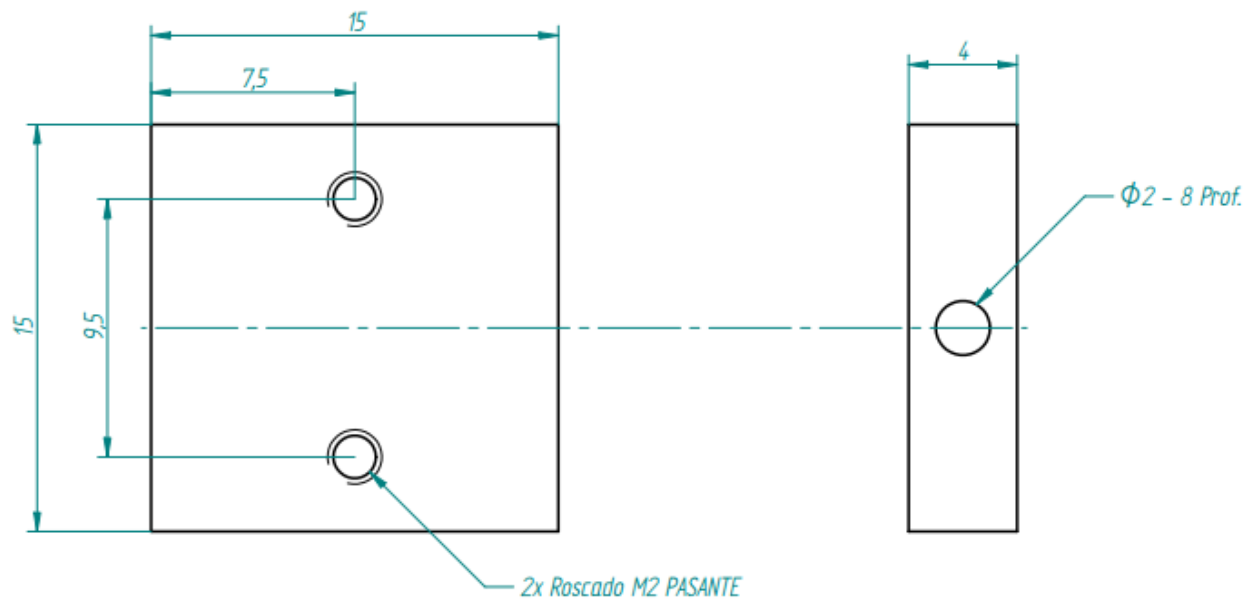


Figura B.2: Pieza rectangular



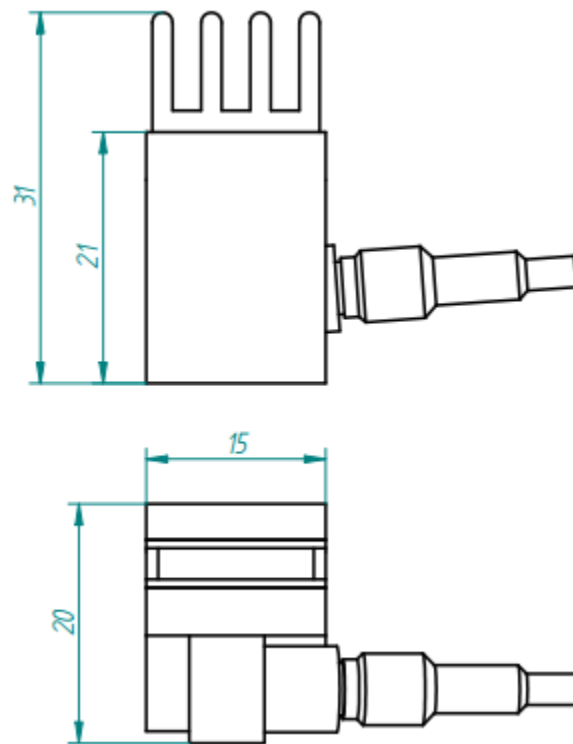


Figura B.3: Vista de conjunto del diseño final



## Apéndice C

# Alternativas de diseño mecánico

En los planos siguientes se puede observar el diseño que se propuso en un principio para la implementación del sistema mecánico que soporta el láser. Aunque se descartó por su complejidad de mecanizado y por el requisito de tener que taladrar el disipador. Lo cual tiene como consecuencia el aumento de la resistencia térmica.

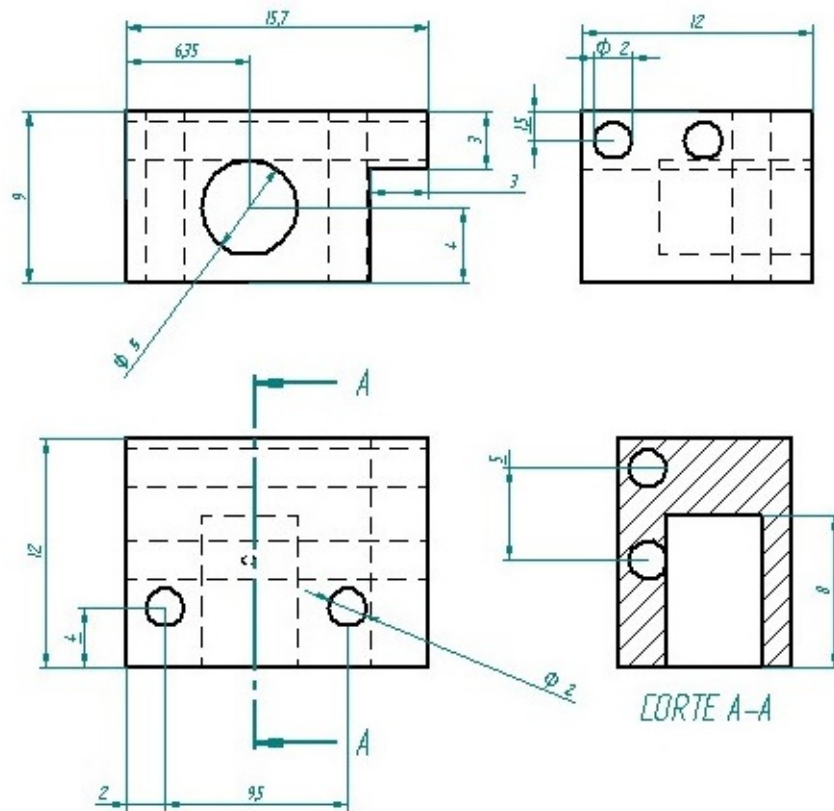


Figura C.1: Vistas del diseño alternativo

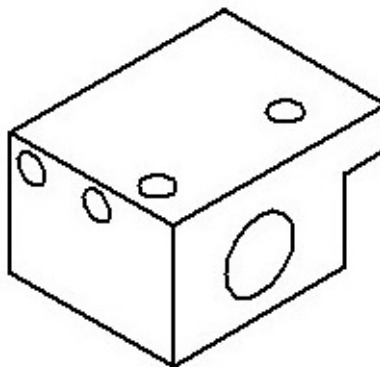


Figura C.2: Vista en sistema axonómico del diseño alternativo

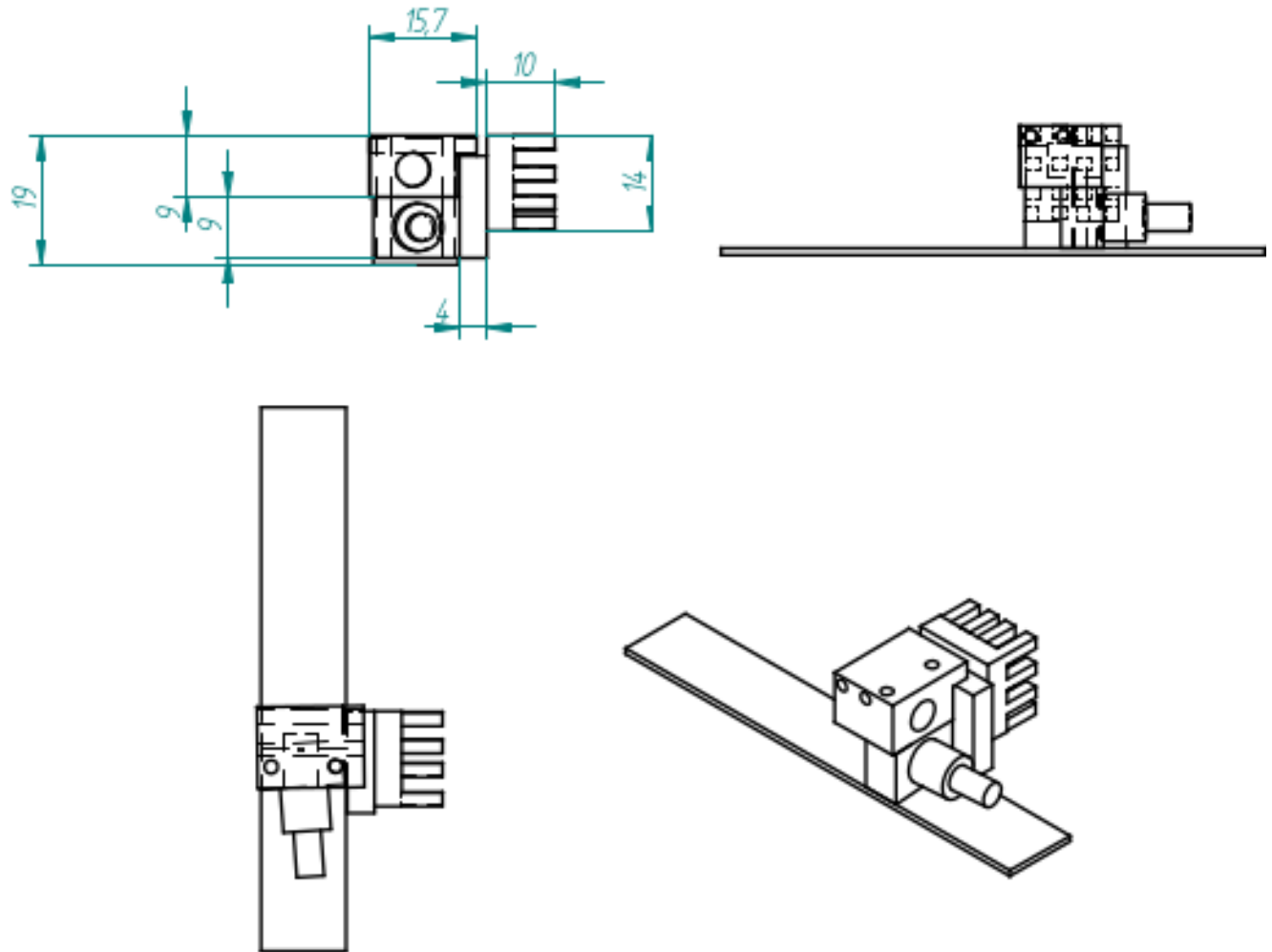


Figura C.3: Vistas de conjunto del diseño alternativo



## Apéndice D

### Publicaciones relacionadas

En esta sección se presentará la publicación de un artículo en el que he intervenido como ayudante. El proceso de interrogación de las FBG se realiza mediante un dual Commb y detección de amplitud. Estas técnicas son las más complejas y requieren muchos elementos y subsistemas. El principio fundamental de funcionamiento consiste en la utilización de un sistema de emisión de múltiples haces monocromáticos generados a partir de un único haz. De tal manera que la interferencia entre si y con la fibra FBG genera variaciones en la amplitud del haz de luz a una longitud de onda dada. Es decir, la mezcla de ambos se registra en la salida del circulador obteniéndose una modificación de la amplitud detectada. Finalmente, esta variación se puede relacionar con la deformación del sensor FBG.

# Interrogation of FBG Sensors Based on Electro-optic Dual Optical Frequency Combs

**Julio E. Posada-Roman, Dragos Andrei Poiana, Jose A. Garcia-Souto and Pablo Acedo**

*Departamento de Tecnología Electrónica, GOTL, Univ. Carlos III de Madrid, Butarque 15, 28911 Leganés*

*Author e-mail address: jposada@ing.uc3m.es*

**Abstract:** A new fast interrogation system based on a dual-optical frequency comb is proposed for measuring dynamic signals with FBG sensors. The results with vibration signals of 1 kHz are presented.

**OCIS codes:** (060.2370), (120.7280)

## 1. Introduction

Fiber Bragg grating (FBG) sensors has been demonstrated to be suitable in many applications and different environments thanks to its good performance, multiplexing capabilities and its ability to be embedded in structures [1],[2]. These applications usually have remarkable characteristics such as resolution, dynamic range and quasi-distributed sensing.

Recently, dual-optical frequency comb (Dual-OFC) technique is being implemented successfully in different instrumentation and measurement fields e.g. fast spectroscopy among others [3]. This technique enables to obtain a direct mapping of optical frequencies into the radio frequency (RF) band [4]. As a FBG sensor is based on the changes of the transmitted or reflected optical spectrum, spectrometry techniques such as frequency combs can be used and have been recently demonstrated for high resolution static strain measurements with FBG sensors [5]. However the fast interrogation of FBG in order to measure dynamic signals, such as vibrations or ultrasounds, could be also addressed.

In this paper we propose a new interrogation system based on an electro-optic Dual-OFC for the measurement of dynamic signals with FBG sensors. Examples of applications that requires fast interrogation includes structural health monitoring in aircrafts with FBG sensors for load monitoring [6] and high impact studies in composite materials [7].

## 2. The interrogation system

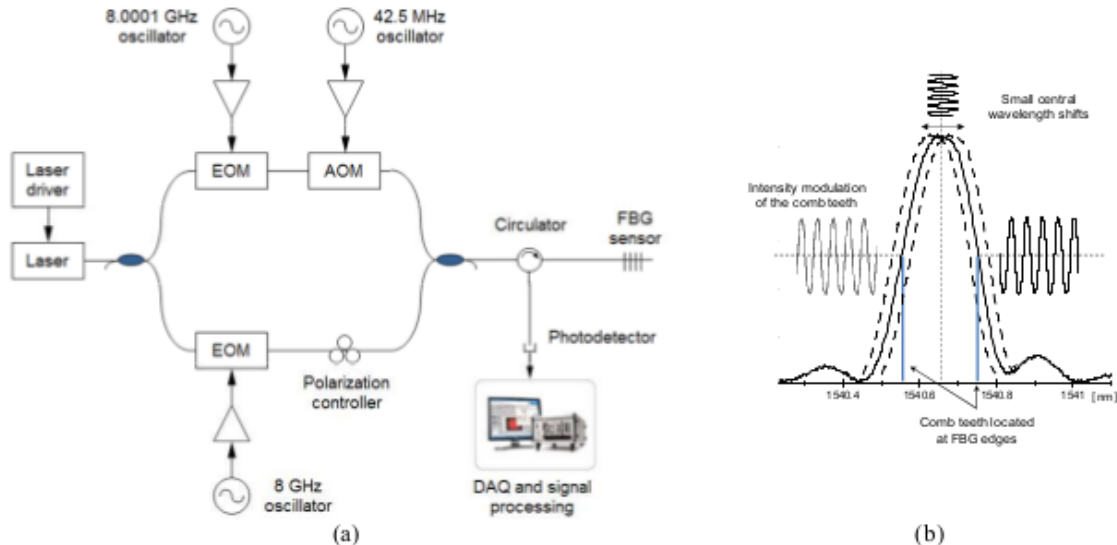


Fig. 1. Scheme of the proposed interrogation system for FBG sensors and the intensity modulation of the teeth of the comb located at the edges of the FBG (c).



The basic idea of this interrogation approach is to illuminate the grating with an optical frequency comb (OFC) in order to positioning two comb lines at the edges of the FBG spectral response, as it is shown in Fig. 1(a). Due to the Gaussian shape of the reflected spectrum from the FBG, a strain field on the FBG will produce an amplitude modulation of these tones because of the linear relationship between the Bragg wavelength shift of the grating and the intensity of the corresponding reflected comb teeth. As the slopes of the edges of the FBG are approximately equal but of different sign, the signal recovered from them will be  $180^\circ$  out of phase enabling a differential detection, which gives advantages such as increase sensitivity and common mode noise rejection.

Fig. 1(b) shows the scheme of the proposed system. It is composed by an electro-optic Dual-OFC generator, an optical circulator, the FBG sensor, a photodetection stage and a data acquisition and signal processing unit. The Dual-OFC generator produces two combs by means of a non-linear modulation of the light that comes from a single frequency DFB laser source. A 3dB coupler splits the light of the DFB and carries it to two electro-optic modulators (EOM) that modulates the phase of the light at 8 GHz and 8.000.1 GHz respectively. Each of them generates an OFC with slightly different frequency spacing (100 kHz difference). Then, one OFC is 42.5 MHz frequency shifted by means of an acoustic optic modulator (AOM). Both, the OFC centered at the DFB laser optical frequency and the OFC shifted by the AOM, they are combined in a 3dB coupler and sent to the FBG sensor via a circulator.

If the Dual-OFC signals at the output of the generator heterodynes at the photodetector, it is observed as a RF signal with a spectrum centered at the shifted frequency introduced by the AOM (42.5 MHz) and with a spacing frequency equal to the difference in the frequency spacing of the optical combs [3], which is 100 kHz in this case. An example of the Dual-OFC generated for illuminating the FBG sensor is shown in Fig. 2(a), where the optical spectrum detected with an OSA at the output of port 2 of the circulator is presented. Fig. 2(b) shows the corresponding RF comb observed directly on a fast photodetector. Notice that the RF comb is centered at 2.5 MHz instead 42.5 MHz. This is because in the scheme of Fig. 1 an undersampling is applied to the signal detected at the output of the photodetector in order to reduce the requirements of the digitization and processing unit. It can be also notice that the frequency spacing of 100 kHz at the RF comb corresponds to a spacing of 8 GHz in the optical domain (Dual-OFC), i.e.  $\sim 80$  pm around the 1540.6 nm central wavelength of the Dual-OFC.

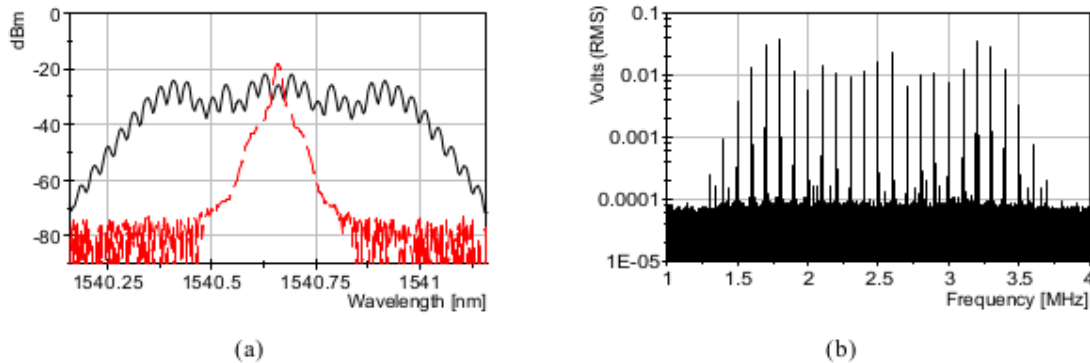


Fig. 2. Spectrum of the Dual-OFC for interrogating the FBG sensor (a) and the corresponding detected RF spectrum (b)

In the scheme of Fig. 1, the portion of the dual-comb reflected by the FBG is carried to a photodetector through the port 3 of the circulator. The detected signal of the RF comb is digitized and a digital AM synchronous demodulator is utilized to recover the measurement from two tones of the comb. Afterwards, these two signals are subtracted for obtaining a differential detection. The AM synchronous demodulator and the digital processing of the signals are done using a virtual instrument implemented in LabVIEW.

For the experimental tests of this approach, a set-up for inducing dynamic strain on the FBG was implemented. In the experimental set-up a FBG sensor is bonded at one extreme to the surface of a loudspeaker that induces the strain onto the fiber. The other extreme of the fiber is bonded to a static surface that can be adjusted by mean of screws in order to pre-stress the FBG. Fig. 3(a) shows a picture of the set-up implemented for the experimental tests.

### 3. Experimental results

Measurements of vibration were taken exciting the loudspeaker at several frequencies. The comb tones selected in this case for the demodulation are 2.2 MHz and 2.9 MHz (RF spectrum). The signals obtained after the demodulation of each tone are shown in Fig. 3b (left). After the subtraction of these signals the vibration

measurement shown in Fig. 3b (right) is obtained. This signal corresponds to a 1 kHz dynamic strain  $\sim 175 \mu\epsilon$  of amplitude.

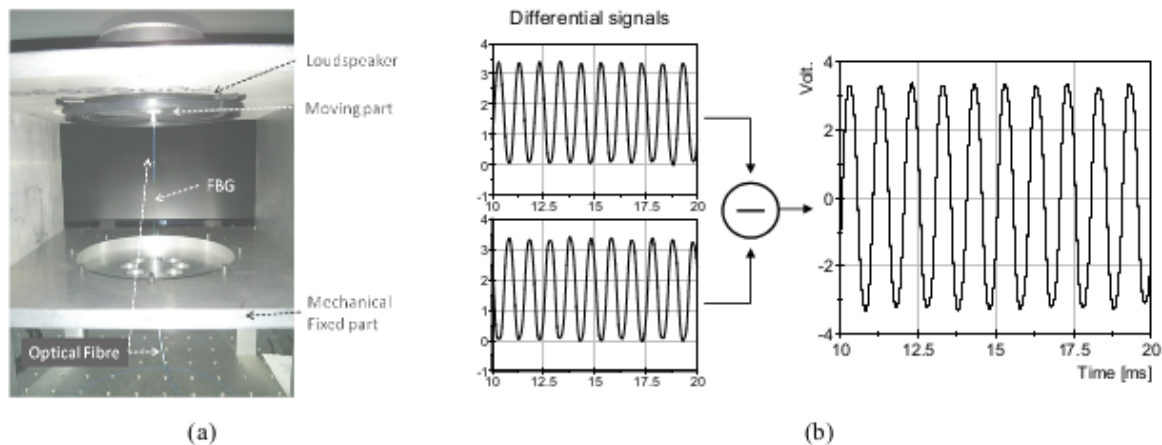


Fig. 3. Picture of the vibration platform set up implemented for the experiments (a) and a result of a measurement of a 1 kHz signal (b). Applied strain is  $\sim 35 \mu\epsilon$

So far, the system was tested with one FBG sensor; however, a serial sensor array could be interrogated simultaneously if a wider optical comb illuminates the array.

The resolution of the measurement in the system depends on the SNR of the Dual-OFC. Nevertheless, the optical comb generator distributes the power of the DFB laser source throughout the comb lines, so the wider the comb the worse the SNR. In this sense and with the aim of interrogating a sensor array, a trade-off is with the number of sensors and the resolution of the system. More powerful laser sources and improved power balance of the set-up are possible in the proposed system.

#### 4. Conclusions

An interrogation system for FBG sensors based on illuminating the sensors with a Dual-OFC has been proposed and experimentally tested with vibration signals. The system uses AM synchronous demodulation for obtaining two differential signals recovered from the two edges of the FBG spectral response. The electro-optic approach of the Dual-OFC generator provides appropriate adjustment of the number of lines and the spacing between them in order to optimize the illumination of the FBG profile. The experimental results with dynamic signals of vibration demonstrated the effectiveness of the system. Future work is focused on improving the set-up in order to provide wider OFC towards the interrogation of FBG sensor arrays.

#### 5. References

- [1] K. O. Hill and G. Meltz, "Fiber Bragg grating technology fundamentals and overview," *J. Light. Technol.*, **15**(8), pp. 1263–1276 (1997).
- [2] A. D. Kersey, M. a. Davis, H. J. Patrick, M. LeBlanc, K. P. Koo, C. G. Askins, M. a. Putnam, and E. J. Friebele, "Fiber grating sensors," *J. Light. Technol.*, **15**(8), pp. 1442–1463 (1997).
- [3] P. Martín-Mateos, M. Ruiz-Llata, J. Posada-Roman, and P. Acedo, "Dual-Comb Architecture for Fast Spectroscopic Measurements and Spectral Characterization," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **27**(12), pp. 1309–1312 (2015).
- [4] V. Durán, S. Tainta, and V. Torres-Company, "Ultrafast electrooptic dual-comb interferometry," *Opt. Express*, **23**(23), pp. 30557– (2015).
- [5] N. Kuse, A. Ozawa, and Y. Kobayashi, "Static FBG strain sensor with high resolution and large dynamic range by dual-comb spectroscopy," *Opt. Express*, **21**(9), p.p. 11141– (2013).
- [6] H. Guo, G. Xiao, N. Mrad, and J. Yao, "Fiber Optic Sensors for Structural Health Monitoring of Air Platforms," *Sensors*, **11**(12), pp. 3687–3705 (2011).
- [7] D. A. Jackson and M. J. Cole, "Fiber optic interrogation systems for hypervelocity and low velocity impact studies," *Photonic Sensors*, vol. 2, no. 1, pp. 50–59 (2012).

## Apéndice E

# Hojas de características

Aquí se recogen las hojas de características de los componentes y subsistemas que intervienen en el proyecto.

### **Hoja de características de componentes electrónicos**

NTC

Módulo Peltier

AD817

Diodos

Lm 7805

Lm 7905

### **Hojas de características de dispositivos**

VCSEL

FBGs

Fotodetector

### **Hojas de características de subsistemas**

CLD 1015

Módulo ADQ Clever Scope

Banco de fotodetectores

Módulo de multiplexación de fibra óptica



# Bibliografía

- [1] García-Souto J.A, P.Martin-Mateos. Posada, J. E., Acedo, P., & Jackson, D. A.. Sistema de instrumentación multicanal basado en *Sensores FBG y un Láser VCSEL para la Medida de Vibraciones y Deformaciones Dinámicas en Ensayos de Impacto*.
- [2] Administración Publica BOE *Reglamento (UE) no 1321/2014 de la Comisión de 26 de noviembre de 2014*
- [3] Cusano, Andrea. (2011). Fiber bragg grating sensors: Recent advancements, industrial applications and market exploitation.Scopus.
- [4] Wayne J. Miller, Méndez A. (2011). Fiber Bragg Gratings Sensors: Market Overview and New Perspectives.
- [5] Platforms, A. (2011). Fiber Optic Sensors for Structural Health Monitoring of Air Platforms, 3687–3705. <http://doi.org/10.3390/s110403687>
- [6] Sante, R. Di. (2015). Fibre Optic Sensors for Structural Health Monitoring of Aircraft Composite Structures: Recent Advances and Applications, 18666–18713. <http://doi.org/10.3390/s150818666>
- [7] Zubia, J., Durana, G., Aldabaldetrek, G., & Villatoro, J. (2015). Optical Fiber Sensors for Aircraft Structural Health Monitoring, 15494–15519. <http://doi.org/10.3390/s150715494>
- [8] Kashyap, R. (1999). *Fiber Bragg Gratings*. Elsevier. <http://doi.org/10.1016/B978-012400560-0/50011-7>
- [9] Cabrera, J. M. (1993). *Óptica electromagnética : fundamentos*. (Addison-Wesley, Ed.).
- [10] Crisp, J. (2005). *Introduction to fiber optics*. (Newnes, Ed.).
- [11] Endel Uiga. (1995). *Optoelectronics*. Pearson Education (US).
- [12] Vertilas Products. <http://www.vertilas.com/content/products>
- [13] Wikipedia «Thermoelectric cooling» [https://en.wikipedia.org/wiki/Thermoelectric\\_cooling](https://en.wikipedia.org/wiki/Thermoelectric_cooling)Administración pública BOE reglamento (UE) no 1321/2014 de la Comisión de 26 de noviembre de 2014
- [14] Bridgman, P. W. (Percy Williams), 1882-1961. (1920). *Dimensional analysis*. (Yale University Press, Ed.). New Haven : Yale University Press.
- [15] Katuhiko Ogata. (2010) *Ingeniería de control moderna*. Pearson
- [16] Wikipedia *Smith predictor* [https://en.wikipedia.org/wiki/Smith\\_predictor](https://en.wikipedia.org/wiki/Smith_predictor)
- [17] Ziegler, J. G., & Nichols, N. B. (1942). *Optimum Settings for Automatic Controllers*. Transaction of the A.S.M.E, 64, 759–768. <http://doi.org/10.1115/1.2899060>
- [18] Posada-roman, J. E., Poiana, D. A., Garcia-souto, J. A., & Acedo, P. Interrogation of FBG Sensors Based on Electro-optic Dual Optical Frequency Combs, (c), 3–5.



# Nomenclatura

CLD1015	Controlador de corriente que controla la intensidad que alimenta el láser
Clever Scope	Osciloscopio utilizado para la adquisición de datos
FBG	Fiber Bragg Grating
FTO	Función de transferencia óptica
NTC	Negative Temperature Coefficient Sensor
OSA	Optical Spectrum Analyzer
PCB	Printed Circuit Board
PID	Control Proporcional Integral Derivativo
SMD	Surface Mounted Device

# Índice alfabético

## A

ajuste de un PID sin apertura física del lazo, 48  
ancho de banda del espectro óptico, 63  
anchura de la pista, 46  
artículo de apoyo y trabajo futuro, 107

## B

BIAS-TEE, 44

## C

características del controlador CLD1015, 38, 39  
CLD1015 de Thorlabs, 38

## D

demodulación de la señal, 71

## E

ecuación de onda, 25  
error relativo, 89

## F

fibras ópticas, 29  
flancos, 72

## H

hitos, 22

## I

interfaz gráfica, 75

## M

mercado, 20

## P

planificación temporal, 97  
potencia de emisión, 25  
potencia óptica (dBm), 59  
presupuesto relativo, 93

## R

reconstrucción de una señal sinusoidal aplicada al excitador vibratorio, 79

## S

sistema global de instrumentación, 37

## T

transformación tiempo - deformación, 73

## U

uso de la interfaz, 75

## V

VCSEL 360174, 61  
vectores de tiempo, 72